



TITLE:

# 広帯域マイクロ波中継装置の設計(Dissertation\_全文)

AUTHOR(S):

深海, 規

---

CITATION:

深海, 規. 広帯域マイクロ波中継装置の設計. 京都大学, 1956, 工学博士

ISSUE DATE:

1956-12-28

URL:

<https://doi.org/10.14989/161918>

RIGHT:

489

31.2.9

# 広帯域マイクロ波中継装置の設計

昭和 年 月 日

深 海 規

DOC

1956

8

電気系

## 広帯域マイクロ波中継装置の設計

## 目 次

	頁
1. ま え が き -----	1
2. 通 信 方 式 の あ ら ま し -----	2
3 中 継 装 置 設 計 上 の 諸 条 件 -----	3
3.1 周波数計画 -----	3
3.2 官話中継における伝送品質 -----	5
3.3 TV中継における伝送品質 -----	6
4. 中 継 装 置 に 要 す る 諸 規 格 の 検 討 -----	9
4.1 S/N およびレベルダイヤ -----	9
4.2 準漏話雑音と中継装置の遅延歪 -----	11
4.3 反射歪と整合 -----	15
4.4 干渉雑音と周波数選別性 -----	18
4.5 周波数の安定度 -----	26
5. 中 継 装 置 の 設 計 と そ の 特 性 -----	26
5.1 映像周波数抑制ろ波器 -----	26
5.2 受信周波数変換器 -----	28

5.3	中間周波増中器	29
5.4	送信周波数変換器	31
5.5	進行波管増中器	33
5.6	高部発振系	35
5.7	入出力整合調整装置	37
5.8	分波器	37
5.9	位相補償器	40
6.	変復調装置の設計とその特性	44
6.1	変調映像周波増中器	44
6.2	クライストロン周波数変調器	45
6.3	IFのAFC回路	48
6.4	振中制限器	49
6.5	周波数判別器	50
6.6	復調映像周波増中器	51
6.7	クランピング回路	52
7.	総合特性	55
7.1	超多重電話試験	56
7.2	TV試験	63

8. 五すひ"-----65

謝 辞 -----65

又 献 -----65

# 広帯域マイクロ波中継装置の設計

無線課課長補佐 深 海 規\*

あらまし この報告は、東名阪広帯域マイクロ波中継回線のため試作された中継装置の設計方針・設計法・機器の特性・回線の総合特性などを取りまとめたものである。

この装置のおもなものは、送受信装置・変復調装置であるが、この他に付属装置として回線切換架・分岐架・警報打合架・監視架があり、これらが超多重搬送電話端局ならびに TV の ST リンクとともに回線を構成してい

る。この装置は中継局用測定架・端局用測定架でそれぞれ保守されまた測定される。

この装置を使用した回線は電話 486 通話路または白黒 TV 信号の伝送に用いられ、一応 20 中継の回線を想定して、総括局間の電話回線の規格を満足し、また TV 信号に対しても良好な品質を与えることを考慮して設計されたものである。

## 1 ま え が き

1954 年 4 月 15 日から東京・名古屋・大阪間にマイクロ波回線が開設され、電話とテレビジョンの中継を目的とする公社のマイクロ波長距離市外中継回線はわが国の電気通信施設の大動脈の最も重要な部分において商用化の産声をあげるに至った。開設後 1 年余の実績は伝送特性ならびに安定度において、長距離回線中の最優秀回線であるばかりでなく、きわめて経済的であることを実証した。

当研究所がマイクロ波の研究を始めたのは 1949 年の初めからであるが、その基礎となつたものは終戦まもなく電通省工務局の依頼によつて行われた部外数カ所の研究と、雑誌図書による主としてアメリカの研究の発表で、具体的には PPM 多重電話方式を対象とした。

テレビジョンと超多重電話の伝送を目的とするマイクロ波広帯域伝送方式の研究を当研究所で開始したのは 1950 年 2 月からで、当時の所長吉田五郎博士の英断によるものである。まず並行して始められたマイクロ波増巾用真空管の研究と連絡をとりながら、アメリカの AT & T 社のニューヨーク—ボストン間の TD-X 方式<sup>(1)</sup>、ニューヨーク—シカゴ間に建設中の TD-2 方式<sup>(2)(3)</sup>、ウェスターンユニオン社のニューヨーク—フィラデルフィア間の 2 重 FM 方式<sup>(4)</sup>の文献を参考に比較検討した。

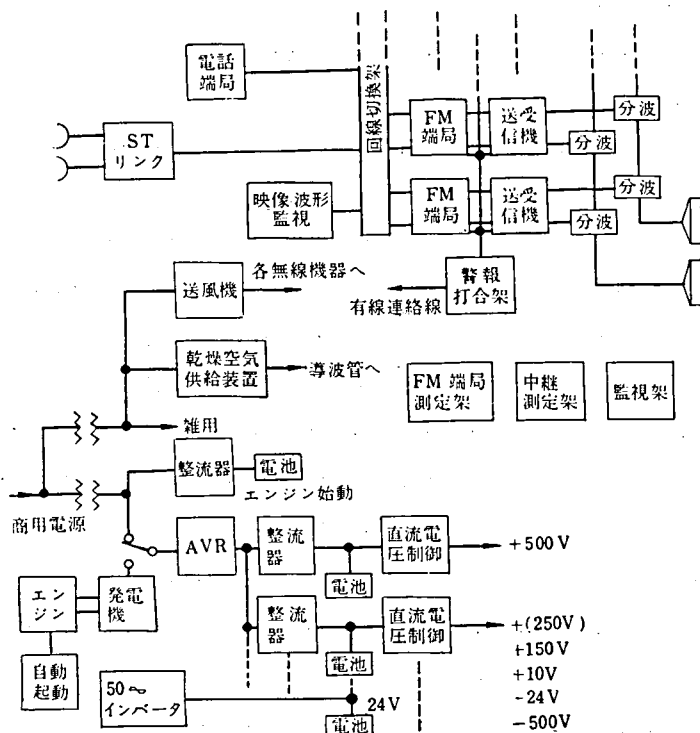
1951 年 9 月に情勢の急展開が起り、電通省の最高方針によつて、東名阪間に施設することを目標として、マイクロ波中継技術の実用化が当研究所で開始された。

方式としては当時のわが国の技術の水準も考慮の上で、当時知られていたものの中で最も本格的代表的とされていた TD-2 方式に比べて性能においてすぐとも劣らないものを作り上げることを目標に設計することとし、ただマイクロ波増巾管としては当研究所における進行波管の研究がきわめて有望な成果を得ていたので、当時外国において商用化されていなかったにもかかわらず進行波管を用いることにした。また電話伝送の超多重の程度

\* もと方式部無線課広帯域無線中継係長

広帯域マイクロ波伝送についてはまだまだ未解決の問題があり、その解決は今後の進歩に期待せざるを得ないのであるが、一応これまでの成果をまとめてその要点を報告する。

この装置を用いる回線は図 1(a), (b)に示すごとく電話中継回線においては周波数分割方式により、486 通話路を 56 kc から 2072 kc の間に配列した超多重電話端局装置より回線切替装置を経て、マイクロ波を周波数変調する FM 端局の変調部に接合される。この出力は一度 IF におとしその出力を送信機に入れ再びマイクロ波として空中線よりふく射するようにしている。中継はいわゆるヘテロダイン中継をしているが、途中より分岐して監視架により変調信号をうることができる。受端ではマイクロ波を一度 IF にして周波数弁別器に入れ復調した後、搬送端局において逐次復調した後、所要の通話路信号をうる。TV 中継回線では ST リンクによつてスタジオより TV 信号を伝送し、回線切替部および無線装置の途中における映像および波形の監視をしながら電話中継と同じ無線中継装置で中継する。



(a) 端局主要機器系統

この回線は7無線チャンネルを伝送できるように設計され、分波器でこれを分集した後、1個の空中線で送受を行っている。電源は蓄電池浮動方式を使用し停電時でも使用できるよう予備エンジンをもっている。また将来無人化されることを予想して各装置の警報は警報架にまとめられている。

### 3 中継装置設計上の諸条件

#### 3.1 周波数計画

##### 3.1.1 4000 Mc 帯の選定

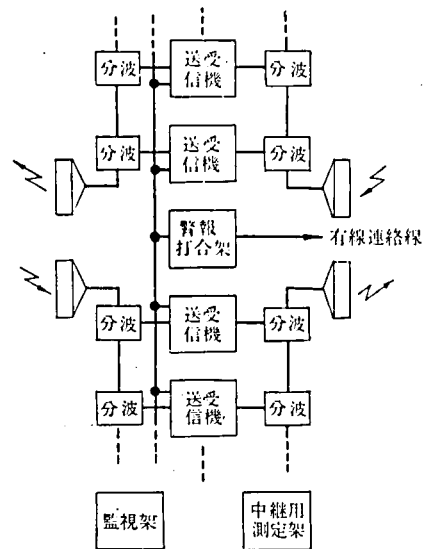
マイクロ波の周波数帯として 2000Mc 帯・4000Mc 帯・6000 Mc 帯が一般通信として割り当てられているが、その中でどの周波数帯を選定するかという問題になると、

中継機器の特性・電波伝ばん上の特性・使用する真空管や部品の性能などを考慮して選定する必要がある。空中線は開口面積を一定と考えると、その利得は周波数の自乗に比例して大となり、指向特性も尖鋭になり前方対後方の電界比が大となるため 4000 Mc 帯以上ともなると、1 回線に対し 2 周波を使用するだけでよく、周波数帯を有効に使用することが容易になる。一方伝ばん特性は周波数を増すとフェーディング量が増してくる<sup>(7)</sup>。また送信出力は一般に周波数とともに減少するが、これらは空中線の利得の上昇で十分に補いうる。

また周波数が非常に高くなると(10000 Mc 程度)雨または霧による減衰が多くなり<sup>(8)</sup> 長距離伝送には適しない。また立体回路の大きさおよび精度、当時の真空管の性能などを考え、4000 Mc を中心として 3000 Mc から 6000 Mc 帯までが長距離無線中継として最適の周波数帯といえる。この中で国際的にも 3600~4200 Mc までの 600 Mc の周波数帯が多く用いられているので、この帯域が使用された。

##### 3.1.2 無線周波数の配置

広帯域マイクロ波中継回線として 486 通話路の超多重電話信号<sup>(5)(6)</sup>と 525 本のわが国の標準白黒テレビジョン映像信号<sup>(9)</sup>を伝送するには FM 方式が最も適していると考えられる。その伝送帯域中は電波伝ばん上の条件や、中間周波増巾器の性能、所要並列ルート数などの条件から決定されるが、これらの点を考慮してこの方式では 20 Mc に定められた。なおこのような回線の中継する場合、受信周波数と送信周波数は送受信の空中線の結合度の点よりある程度離す必要がある。送信出力と受信入力との比は中継距離 50 km, 空中線利得約 40 db, フェーディング量 20 db として約 80 db くらいである。空中線の後面結合減衰量を 100 db とすれば、所要受信入力と送信機からの饋還入力との比は約 20 db となり、中継機特性の安定度の点より保護帯域 20 Mc をあけて約 40 Mc 程度離す必要がある。また 1 方向の回線の周波数間隔は分波器の性能からいつて 80 Mc くらいにとる必要があると考えられる。



(b) 中継局主要機器系統

図 1



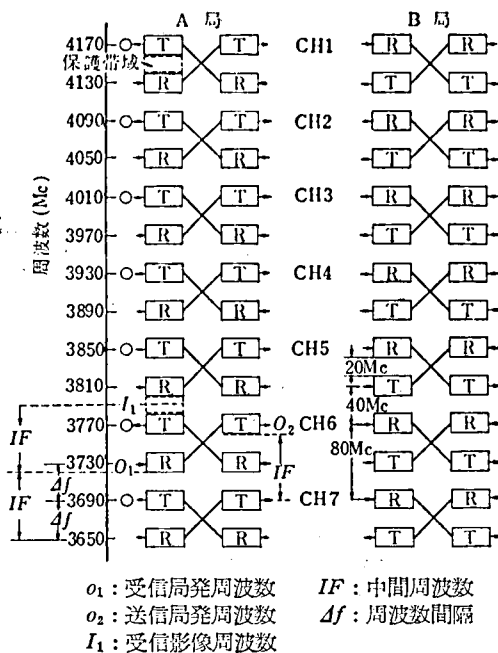


図2 7無線チャンネルの場合の周波数配置

ただし  $4f$ : 周波数間隔,  $n$ : 正の整数.

$n$  の値はこれに使用する真空管の雑音指数・比帯域巾・利得などの点より決定すべきである. とくに  $IF$  雑音指数はマイクロ波受信機の雑音指数に影響を与えることがきわめて大きいので, まずこれについて考えることにする. 一般に鉱石変換器を使用したマイクロ波受信機の雑音指数  $F$  は次式で与えられる.

$$F = L(F_{IF} + t_c + t' - 1). \quad (2)$$

ただし  $L$ : 鉱石変換器の変換損失

$F_{IF}$ :  $IF$  増巾器の雑音指数

$t_c$ : 鉱石変換器の等価雑音温度比

$t'$ : 局発からの雑音を鉱石の等価雑音温度比に換算した係数.

一般に  $IF$  を高くすると電子走行時間効果による入力負荷コンダクタンス, 誘導雑音の増大, 陰極導入線による入力コンダクタンスの増大などのため  $F_{IF}$  は悪くなる. 鉱石の電流雑音の  $(t_c - 1)$  は周波数に逆比例して減少する. 局発の雑音は  $IF$  が高いほど (ほぼ2乗に比例して) 減少する. したがって  $F$  を最小にする最適の  $IF$  が存在する. それは次式を満足するとき  $\omega_{IF}$  の値である.

$$\frac{\partial}{\partial \omega_{IF}} [F_{IF}(\omega)] = - \frac{\partial}{\partial \omega_{IF}} (t_c + t' - 1). \quad (3)$$

平衡周波数変換器の場合は  $t' = 0$  と考えられるゆえ,  $IF$  の初段に Wallman 回路を使用すれば最適の  $IF$  は次式のようになる\*.

\* 無線研究科: 極超短波電界強度測定器に関する研究, 昭和24, 25年度委託研究報告(阪本捷房), 所内資料(成-74), 1951.

一般にマイクロ波回線が縦横の回線網を形成する場合を考えると, 分岐・挿入される機会が多い. この場合 20 Mc の保護帯域を使用して有効に分岐または挿入ができることは回線形成上きわめて得策である. したがって図2に示すような周波数配列にして, 3620~4200 Mc まで7無線チャンネル往復とれるようにした.

### 3.1.3 中間周波数の選択

中間周波数の選択は図2に示すような無線周波数の配列においては, 映像受信周波数がちょうど保護帯域にくることおよび局発周波数が他のルートの通過帯域におらないように考慮すればつぎのようでなければならない<sup>(4)</sup>.

$$IF = \frac{4f(2n+1)}{4} \quad (1)$$

$$4 R_{at} \frac{22}{9} G_e \left[ 1 + \frac{\left( G_0 + \frac{22}{9} G_e \right)}{G_W} \right] = t_e - 1. \quad 4$$

ただし  $R_{at}$ : 3 極管接続の場合の格子等価雑音抵抗

$G_e$ : 電子走行時間による入力コンダクタンス

$G_0$ : 入力共振回路のコンダクタンス

$G_W$ : 入力回路に換算した鈦石コンダクタンスの  $F_{IF}$  を最小にする最適値,

$$G_W = \sqrt{\frac{G_0}{R_{at}} + \left( G_0 + \frac{22}{9} G_e \right)^2}.$$

IF 増巾の真空管として 6R-R8 を使用すれば

$$g_m = 12.5 \text{ mV} \quad \text{ゆえ} \quad R_{at} = 200 \Omega.$$

また

$$G_e = g_m \omega^2 L_e C_{ge}, \quad (\text{ただし } L_e: \text{陰極導出線のインダクタンス})$$

より

$$G_e \doteq 80 \times 10^{-21} \text{ f}^2 \text{ V}/\omega^2.$$

いま

$$t_e = 2.7 \quad (30 \text{ Mc において})$$

$$G_0 = 0.05 \times 10^{-3} \quad (20 \text{ k}\Omega)$$

とすれば式 4 を図式的にとくと最適周波数は  $f_{IF} \doteq 85 \text{ Mc}$  となる。したがって式 1 で  $4f = 40 \text{ Mc}$  として  $n=3$  または  $n=4$  にとればよいことがわかる。6R-R8 の利得は 20~30 Mc の帯域を保ち 70 Mc で利得は約 10 db であるので増巾器としても適当と思われる。以上の点より  $n=3$  すなわち 70 Mc がえらばれた。

### 3.2 電話中継における伝送品質

#### 3.2.1 伝 送 基 準

電話中継における伝送基準のうち無線回線で問題になるのは雑音と漏話である。その他のものは無線回線としてはほとんど関係なく比較的容易に規定値を満足させることができる。雑音の基準は CCIF の規定と、国内では長期計画の伝送小委員会で定められた暫定規格とがある。前者は第 16 回総会で決定されたもので、無装荷ケーブル搬送方式のものと同軸ケーブル搬送方式のものとがある。しかしいずれも 2500 km の長距離の場合を考えたもので、わが国のごとき場合には総括局間は約 1000 km であるので後者の方を採用する方が得策であると考えられるゆえ後者の規格によることにした。すなわち残留損失 4 db の市外線端で 600  $\Omega$  終端時の雑音電圧 1 mV (評価値) 以下であること、および漏話量は 0 相対レベルの点において -60 dbm 以下であることという規定になっている。この雑音を搬送端局と無線回線に対し 1:3 の割合で割り当てると、無線回線の雑音量は 0 相対レベルの点で -55.25 db (評価値) であり、これを一様雑音になおすと -52.25 db となる。

#### 3.2.2 雑 音 の 分 類

電話回線に生ずる雑音は装置から生ずる熱雑音と、歪によつて生ずる準漏話雑音と、電波の干渉に基く干

渉雑音の3つに大別される。準漏話雑音は映像周波増中器・変調器・復調器などにおける非直線歪によつて生ずる非直線形準漏話雑音と遅延特性が平滑でないために生ずる遅延歪形準漏話雑音の2つに分類される。後者は中間周波増中器・導波管ろ波器の位相特性の非直線性に基くものおよび給電線の両端における不整合による反響歪によつて生ずるもの、多通路伝ばんによる歪によつて生ずるものなどがある。これらはいずれも最繁通話時に最も大きく、またその周波数分布は非直線形準漏話雑音と遅延歪形準漏話雑音とは異り、前者は大體一樣であるが後者は搬送周波数の高いほど大である。ヘテロダイン中継方式では非直線歪はその発生個所が少いゆゑ、これに対する要求は比較的ゆるやかでよい。しかし遅延歪は各中継区間で相加されるゆゑ最も重要な因子となる。つぎに干渉雑音は他の回線よりの干渉と、自分の並列回線からの干渉とに分類できる。後者はさらに同一周波数の干渉と、隣り合つた周波数帯からの干渉とに細分することができる。

以上のごとく雑音を分類し無線回線に課せられた雑音を20中継行うとして相加の程度、各部の性能の現状をみて表1のように割り当てた。ただし多通路伝ばんによるものは局地選定により避けられるので省略した。

表1 雑音量の目標規格 (単位 dbm)

熱雑音 $N_1$	-57						
準漏話雑音 $N_2$	-57	非直線歪 $N_{21}$	-70	変調器 $N_{21-1}$	-73	2次歪 $N_{21-12}$	-74
						3次歪 $N_{21-13}$	-80
				復調器 $N_{21-2}$	"	2次歪 $N_{21-22}$	-74
						3次歪 $N_{21-23}$	-80
		遅延歪 $N_{22}$	-60	1中継機 $N_{22-1}$	"	2次歪 $N_{22-12}$	-74
						3次歪 $N_{22-13}$	-80
干渉雑音 $N_3$	-57	反響歪 $N_{23}$	"	1中継機 $N_{23-1}$	"	1給電線によるもの $N_{23-11}$	-76
		後面結合減衰量による干渉雑音		$N_{3-1}$		-70	
		側面結合減衰量による干渉雑音		$N_{3-2}$		-60	
		前後面利得比による干渉雑音		$N_{3-3}$		"	

### 3.3 TV中継における伝送品質

TVの長距離中継回線の伝送基準についてはまだ確定されたものはない。提案されたものは数多くあるが、いずれも不十分で将来の研究にまねばならない点が多い。しかしこの方式ではCCIRに提案された諸規格など<sup>(10)</sup>を参照してつぎのごとき値を設計の目標とした。

### 3.3.1 信号対雑音比

TV 信号の信号対雑音比は、信号は映像部の尖頭対尖頭値（以下 D.A.P. とかく）、雑音も D.A.P. で表わすのが適当で一般的な雑音周波数分布の場合 4 Mc 映像帯域でつぎのような規格とした。

$$\frac{S(D.A.P.)}{N(D.A.P.)} \geq 35 \text{ db}$$

しかし FM 方式では雑音はいわゆる三角分布ですなわち雑音電圧は周波数に比例して増加する。TV 映像信号を受像した場合は低周波雑音より高周波雑音の方がめだたないため、 $S/N$  の規格を上記の値より約 8db 下げて 27 db 以上とした。

### 3.3.2 周期的雑音

周期的な雑音は TV の同期信号とビートを生じとくにビート周波数が低い場合は画像にビート周波数の流れを生じ画像の品質を悪くする。A. D. Fowler が低周波の干渉について実験した結果<sup>(11)</sup>、最もめだちやすいビート周波数は約 5~6 週で、許容できる信号対干渉波比を表 2 のごとくであるとしている。これらの資料などを参考にして表 3 のごとき目標で設計をした。

表 2 フリッカ周波数と信号対干渉波比

フリッカ周波数(%)	信号対干渉波比 ( $\frac{D.A.P.}{D.A.P.}$ ) (db)
0.5	40
2.0	46
5.0	54
12	51
20	44
30	40

表 3 周期的雑音の周波数と信号対雑音比

周期的雑音の周波数	信号対雑音比 ( $\frac{D.A.P.}{D.A.P.}$ ) (db)
電源ハム	60
150~500 kc	53
500 kc~1.5 Mc	48
1.5 Mc~3 Mc	38
3 Mc~4 Mc	35

### 3.3.3 直線性

TV 信号の直線性の問題は映像信号と同期信号との比の変化の問題と映像信号部の直線性（これは普通微分特性であらわす。）の問題とがある。前者は 3 % 以下とし、後者は映像信号の入出力特性の傾斜の変化をいかなる映像信号の場合でもその平均値に対し  $\pm 10 \%$  以下を目標とした。

### 3.3.4 低周波歪

映像周波増巾器の低周波特性の不良によつて生ずる歪で、非常に低周波の方は安定化増巾器により改善される。この改善度を約 20 db とみて 60 週の矩形波の減衰度を改善後を  $\delta = 1 \%$  とすれば、安定増巾器を含まない回線では  $\delta = 10 \%$  以下にする必要がある。またとくに線周波数から約 1 Mc の間の減衰度は、ストリーキングおよびセットアップレベル（黒レベルとブランキングレベルとの間隔）の点よりおさえる必要があ

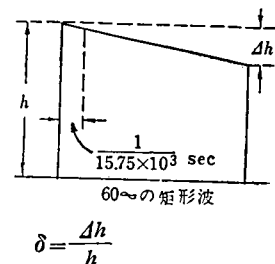


図 3 パルス波形

る。その目標規格を図3のような減衰の最も急しゅんな傾斜の偏差を線周期間で1%以下とした。

### 3.3.5 高周波歪

高周波歪は映像増巾器の過渡現象および給電線系の反響歪などによつておこる。前者は映像増巾器の所要帯域内の振巾特性が平たんで位相特性も直線でないといけない。したがつて帯域の端では徐々に周波数特性が下降していることが必要である。もし4 Mcの線を忠実に出すには  $1/8 \mu s$  よりも小さい(約  $0.1 \mu s$ ) 群伝はん時間の偏差が必要である。つぎに後者による歪を検討しよう。

$\tau$  : 給電線系の遅延時間

$\Gamma_1, \Gamma_2$  : 給電線の両端の反射係数

$E$  : 入力パルスの振巾

$0 \leq t < 2\tau$  に対し出力は

$$E[1 + \Gamma_1 \Gamma_2 \cos(2\pi \Delta F t + 2\omega\tau - \theta_0)]$$

となる<sup>(13)</sup>。

ただし  $\theta_0$  : 反射の位相角と給電線の長さによる位相角

$\Delta F$  :  $E$  なるパルスによる周波数偏移

$\omega = 2\pi f$        $f$  : マイクロ波周波数。

すなわち  $2\tau = 0.5 \mu s$  (給電線長約 50 m) とし  $\Delta F = 4$  Mc とすると  $2\pi \Delta F t$  は  $4\pi$  だけ変化し、出力のオーバシュートは  $+\Gamma_1 \Gamma_2$  より  $-\Gamma_1 \Gamma_2$  の間に正弦的に変化する。いま

$$\Gamma_1 = 0.048 \text{ (定在波比} \approx 1.1) \quad \Gamma_2 = 0.14 \text{ (定在波比} = 1.3)$$

とすると  $\Gamma_1 \Gamma_2 = 0.0067$  となり、20 中継区間を考えると  $\Gamma_1 \Gamma_2 = 0.0067 \times \sqrt{2 \times 20} = 0.0424$  となり約 4 %の波をうつことがわかる。これは電話中継における反響歪による準漏話雑音の方がさらに嚴重にさいてくるのでこの方より許容反射係数はおさえられる。

この特性を試験するには普通立上り時間が  $0.05 \mu s$  の繰返し 100 kc のパルスを伝送してその過渡特性をみる。そのとき図4にみるごとく定常値より上および下に出る波の大きさと画像の品質の関係を実験<sup>(10)</sup> (12) した結果を図5に示す。とくに Von J. Müller<sup>(12)</sup> はその許容値を表4のようにとつてゐる。

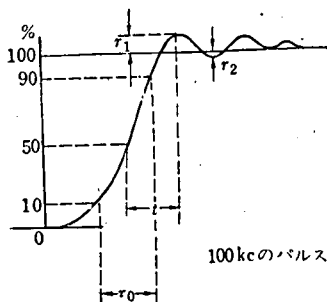


図4 パルス波形

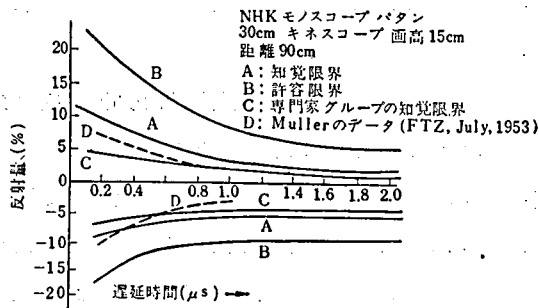


図5 TV 映像信号反射量の視覚試験

表4 オーバシュートの許容値

$t(\mu s)$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.7	1.0
$r_1+(\%)$	11.5	7.0	5.0	4.0	3.0	2.5	1.5
$r_2-(\%)$	6.0	4.5	3.0	2.5	2.2	1.5	1.5

したがってこれらを参照して表5の規格を目標とした。

表5 高周波特性の目標規格

$\tau_0 \leq 0.12 \mu s$	
$t(\mu s)$	$r_1$ および $r_2$
0.2~0.4	±4% 以下
0.4~0.8	±1 "
0.8 以上	±0.5 "

#### 4 中継装置に要する諸規格の検討

##### 4.1 S/N およびレベルダイヤ

###### 4.1.1 電話中継の場合

この場合レベルダイヤに最も関係のある信号対熱雑音について考える。FM方式における各通話路の信号対熱雑音は次式のようにあらわされる。

$$\left(\frac{S}{N_1}\right)_{\text{電力比}} = \frac{P_T}{KTf_B F \Sigma \frac{1}{x_q k_q}} \cdot \left(\frac{\Delta f_d}{f_s}\right)^2 \quad 5$$

ただし  $P_T$  : 送信出力  $F$  : 雑音指数

$f_B$  : 音声周波数帯域巾 (=2400~)

$K$  : ボルツマン常数  $1.36 \times 10^{-23}$  ジュール/°K

$T$  : 抵抗体の絶対温度 293°K

$KT = 4 \times 10^{-21}$  W/C

$\Delta f_d$  : 0 相対レベルの試験音の入力に対する周波数偏移 (r. m. s.)

$f_s$  : 通話路の中心周波数

$m$  : 中継区間数  $x_q$  : フェーディング ファクタ

$$k_q = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 g_T \cdot g_R \cdot L_T L_R$$

$\lambda$  : 波長  $d$  : 中継距離

$g_T, g_R$  : 送信および受信空中線利得

$L_T, L_R$  : 送信および受信給電線系の損失。

ブレイクファシスなしのFM方式では最高周波数(約2.1 Mc)の通話路が  $S/N_1$  が最も悪くなる。この最悪の通話路の  $S/N_1$  でも規格 57 db を満足するには真空管、鉱石の性能、空中線の大きさ(運搬に差支えない最大の大きさは約 3 m × 3 m) から制限される利得・導波管損失・フェーディング量と距離との関係などをにらんでつぎのような目標で進めた。

中継区間数	$m=20$	雑音指数	$F=15\text{ db}$
標準中継距離	$d=50\text{ km}$	空中線利得	$g_T=g_R=39\sim40\text{ db}$
送信出力	$P_T=29\text{ dbm}$	給電線系損失	$L_T=L_R=1\text{ db}$

(平均 20 m の長さとして減衰は 0.05 db/m とした)

つぎに各中継区間の夏季 1 カ月において全時間の 99% の時間におけるフェーディング量 (50% の値から 99% の値までの差) が 13 db を越えないようにしたとき, 相互のフェーディングの間に相関性がないとすれば, 20 中継において 1 中継区間だけに 20 db のフェーディングがあるのとはほぼ等価になる. 4000 Mc 帯では 1 区間だけの最大フェーディングは 50 km で約 20 db とつておけば充分であるゆえ, 各区間の許しうるフェーディング量は  $x_q=13\text{ db}$  以下とした. したがって式 5 に上記の値を入れて計算すると  $\Delta f_d \doteq 280\text{ kc}$  となる. すなわち 0 db の試験音の入力に対する r. m. s. の周波数偏移を 280 kc と定めた.

#### 4. 1. 2 TV 中継の場合

この場合も熱雑音のみについて考えると  $S/N_1$  はつぎようになる.

$$\left(\frac{S(\text{D. A. P.})}{N_1(\text{r. m. s.})}\right)_{\text{電力比}} = 3 \left(\frac{\Delta F}{f_m}\right)^2 \frac{P_T}{KTBF \sum \frac{1}{x_q k_q}} \cdot \frac{B}{f_m} \quad 6$$

ただし  $\Delta F$ : 映像信号の白黒間の尖頭対尖頭 ( $p$ - $p$ ) 周波数偏移

$f_m$ : TV 映像信号の最高周波数

$B$ : 等価雑音帯域巾.

この式において電話中継の場合目標と定めた数字とつぎの値を入れる.

$$\Delta F = 8\text{ Mc} \times \frac{7}{10}$$

(8 Mc の  $p$ - $p$  周波数偏移で映像対同期信号は 7:3 に分れているとしている.)

$$f_m = 4\text{ Mc}$$

$$\frac{S(\text{D. A. P.})}{N_1(\text{r. m. s.})} = 46.6\text{ db.}$$

一方, 一様雑音に対しては  $\frac{N_1(\text{D. A. P.})}{N_1(\text{r. m. s.})} \doteq 18\text{ db}$  で三角雑音に対しては

$$\frac{N_1(\text{D. A. P.})}{N_1(\text{r. m. s.})} \doteq 15\sim16\text{ db} \quad \text{なるゆえ} \quad \frac{S(\text{D. A. P.})}{N_1(\text{D. A. P.})} \doteq 28.6\text{ db}\sim31.6\text{ db}$$

となり規格を充分満足する.

#### 4. 1. 3 レベルダイヤ

前述のごとき標準中継区間 (50 km) では自由空間の受信入力力は表 6 のごとく  $-33.5\text{ dbm}$  となる. 一方臨界受信入力力は FM 方式の場合  $C_f K T B F$  ( $C_f=8$ ) であるので  $B=25\text{ Mc}$  とすれば  $-76\text{ dbm}$  である. したがって臨界受信までは 42.5 db の余裕がある. つぎに中継装置の利得は 20 db のフェーディングを

表6 自由空間の受信入力算定

$P_T$	29 dbm
$g_T$	39 db
$L_T$	-1 "
$\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$	-138.5 "
$L_R$	-1 "
$g_R$	39 "
$P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 g_T g_R L_T L_R$	-33.5dbm

考え 82.5 db 以上あればよい。この利得を鉱石周波数変換器・進行波管の利得を考え図6のごとく配分しレベルダイヤを組んだ。

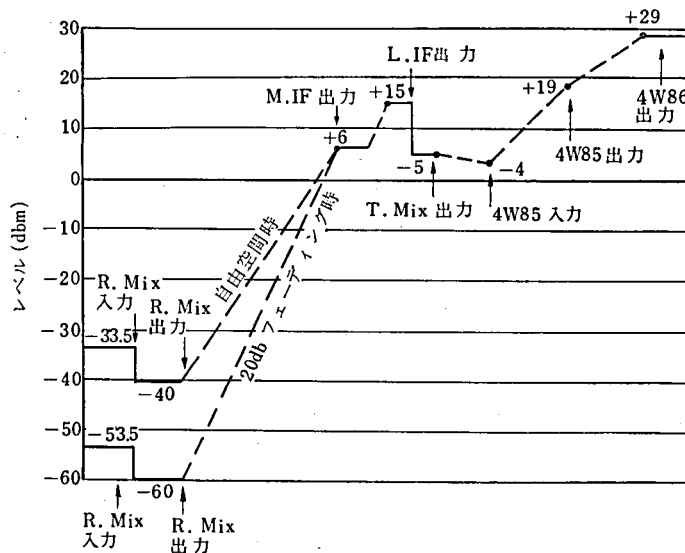


図6 中継装置レベルダイヤ

## 4.2 準漏話雑音と中継装置の遅延歪

### 4.2.1 非直線歪による準漏話雑音

一般に非直線特性をつぎのようにあらわす。

$$y = x + a_2 x^2 + a_3 x^3.$$

7

この非直線特性を有する回路に  $P$  mW の雑音信号入力を入れた場合通話路の準漏話雑音を  $N_{21}$  とし、通話路信号を  $S$  とすると、 $N_{21}/S$  はつぎのようになる。

2 次歪によるもの



$$\begin{aligned}\left(\frac{N_{21-2}}{S}\right)_{\text{電力比}} &= 2a_2^2 P \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\omega}{\omega_h}\right) \\ &= 4t_2 P \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\omega}{\omega_h}\right).\end{aligned}\quad 8$$

3 次歪によるもの

$$\begin{aligned}\left(\frac{N_{21-3}}{S}\right)_{\text{電力比}} &= 4.5 a_3^2 P^2 \left(1 - \frac{1}{3} \left(\frac{\omega}{\omega_h}\right)\right) \\ &= 18t_3 P^2 \left(1 - \frac{1}{3} \left(\frac{\omega}{\omega_h}\right)\right).\end{aligned}\quad 9$$

ただし  $t_2$ ,  $t_3$  は 2 次および 3 次の歪率で,  $\omega_h$  は最高搬送角周波数とし  $\omega_L$  を最低搬送角周波数とする.

$$\omega_h \gg \omega_L.$$

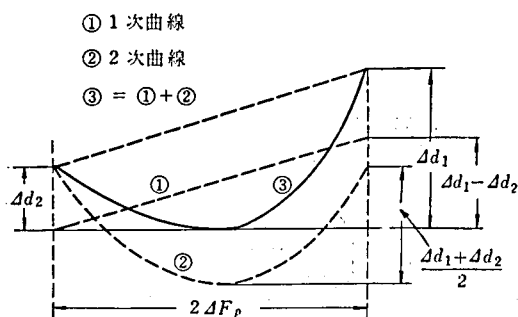


図 7 微分特性

つぎに変調部・復調部は微分特性の形で測定する場合が多いので、微分特性の帯域内偏差との関係を求めることにする。いま微分特性を図 7 に示すように、1 次曲線と 2 次曲線の和と考え、 $dy/dx=0$  のような  $x$  がいま考えている帯域の中央にあると考える。PmW の超多重信号を入れたときの r.m.s. 周波数偏移を  $\Delta F_a$  とし、0 dbm の試験音を入れたときの r.m.s. 周波数偏移を  $\Delta f_a$  とすると、0

相対レベルの点の雑音はつぎのようになる。

2 次歪によるもの

$$\begin{aligned}N_{21-2} &= \frac{2a_2^2 \Delta F_a^4}{N \Delta f_a^2} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\omega}{\omega_h}\right) \\ &= \frac{4C_2^2 \Delta F_a^4}{2N \Delta f_a^2} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\omega}{\omega_h}\right).\end{aligned}\quad 10$$

3 次歪によるもの

$$\begin{aligned}N_{21-3} &= \frac{4.5 a_3^2 \Delta F_a^6}{N \Delta f_a^2} \left(1 - \frac{1}{3} \left(\frac{\omega}{\omega_h}\right)\right) \\ &= \frac{4C_3^2 \Delta F_a^6}{2N \Delta f_a^2} \left(1 - \frac{1}{3} \left(\frac{\omega}{\omega_h}\right)\right).\end{aligned}\quad 11$$

ただし  $4C_2$ ,  $4C_3$  は図 7 において

$$\begin{aligned}4C_2 &= \frac{\Delta d_1 - \Delta d_2}{2\Delta F_p} = 2a_2, \\ 4C_3 &= \frac{\Delta d_1 + \Delta d_2}{2\Delta F_p^2} = 3a_3.\end{aligned}\quad 12$$

つぎに収容通話路数  $N$  のうち  $n$  通話路が同時に動作中である確率が 1% であるとき  $n$  は超多重電話の場合は ( $N=500$ ) 約  $N/4$  である。またその動作通話路数  $n$  のときの波高率  $MPF$  (過負荷電圧の自乗平均電圧に対する比) は約 13 db である。これより試験音に対する負荷容量  $L$  はつぎようになる<sup>(14)</sup>。

$$L = \text{通話平均音量 (db)} + 10 \log \frac{N}{4} + W_0 + MPF - 3 \text{ db.} \quad 13$$

ただし

通話平均音量: -12.1 db

$W_0$ : 標準音量通話者の長時間平均勢力

$$= 1.66 \text{ mW} = 2 \text{ dbm}$$

$$\therefore L \text{ (db)} = -16 + 10 \log N + MPF - 3. \quad 14$$

$L$  と  $N$  との関係を信号を振巾

制限しない場合について示すと図

8 中の a) のようになる。この曲

線は  $N$  の大なるときは

$$10 \log \frac{N}{4} + 12 - 10$$

の直線(図 8 中の b)) に漸近して

いる。 $L$  は周波数偏移でいえば  $n$

通話路動作時の尖頭周波数偏

移と 0 dbm の試験音のときの尖

頭周波数偏移との比となる。また

$n$  通話路動作時の r.m.s. 周波

数偏移は 0 db の r.m.s. 周波数

偏移に  $(-10 + 10 \log N/4)$  db

だけ加えればよい。このうち -10 dbm は市外線端の通話の平均レベルとなる。

いま  $4f_a = \pm 280 \text{ kc}$ ,  $N = 486$  とすれば図 8 より  $L = 23.5 \text{ db}$  となるゆえ、尖頭周波数偏移  $4F_p$  は  $\pm 5.6 \text{ Mc}$  となり、r.m.s. 周波数偏移は  $4F_a = \pm 1.25 \text{ Mc}$  となる。この場合は最低通話路 (56 kc) が雑音量は最も大で、その 2 次、3 次の準漏話雑音がそれぞれ -74 db, -80 db を満足するには式 10 および式 12 より

$$4C_2/2 = a_2 = 0.72 \times 10^{-9}, \quad 4C_3/3 = a_3 = 2.25 \times 10^{-16}$$

でなければならない。 $4F_p = \pm 5.6 \text{ Mc}$  とするとその間の微分特性の傾斜は  $4d_1 - 4d_2 = 1.67\%$ ,  $4d_1$

+  $4d_2 = 4.2\%$  となる。最高通話路では 2 次において 3 db, 3 次において 1.8 db これより雑音量が少い。

熱雑音・遅延歪による準漏話雑音は最高通話路が最も多いゆえ、微分特性の傾斜は以上の値を多少緩和して  $\pm 5 \text{ Mc}$  の範囲で 2% 以下という規格にした。

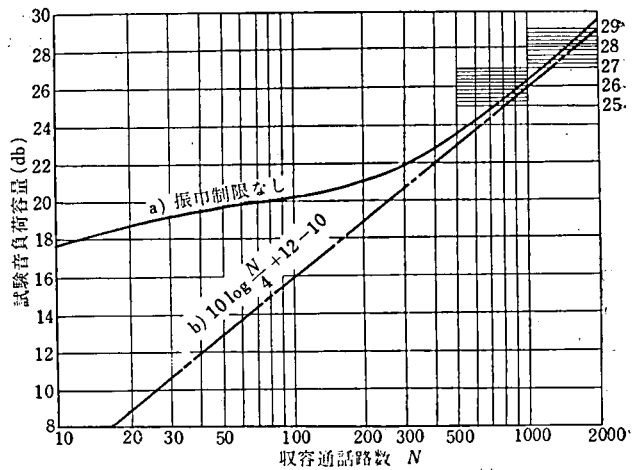


図 8 通話路数と試験音負荷容量との関係

## 4.2.2 遅延歪による準漏話雑音

位相歪による歪出力成分は非直線歪の場合と互に微分・積分の関係にあるゆえ、雑音負荷試験における0相対レベルの点の位相歪による準漏話雑音は式10ないし式11の関係を微分したものになる。すなわち位相特性を  $\phi = x + b_2 x^2 + b_3 x^3$  であらわすと

2次歪によるもの

$$\begin{aligned} N_{22-12} &= \frac{2\omega^2 b_2^2 \Delta F_d^4}{N \Delta f_d^2} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\omega}{\omega_h}\right) \\ &= \frac{\omega^2 \Delta T_2^2 \Delta F_d^4}{2N \Delta f_d^2} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\omega}{\omega_h}\right). \end{aligned} \quad 15$$

3次歪によるもの

$$\begin{aligned} N_{22-13} &= \frac{4.5\omega^2 b_3^2 \Delta F_d^6}{N \Delta f_d^2} \left(1 - \frac{1}{3} \left(\frac{\omega}{\omega_h}\right)^2\right) \\ &= \frac{\omega^2 \Delta T_3^2 \Delta F_d^6}{2N \Delta f_d^2} \left(1 - \frac{1}{3} \left(\frac{\omega}{\omega_h}\right)^2\right). \end{aligned} \quad 16$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} b_2 &= \frac{-\phi''(f_c)}{4\pi} \\ b_3 &= \frac{-\phi'''(f_c)}{12\pi} \end{aligned} \right\} \quad 17$$

$\phi$ : 伝送回路の位相特性

$f_c$ : 伝送回路の無線周波数.

また図9のような遅延特性を考慮、

$d\tau/d\omega=0$  のような点が帯域  $2\Delta F_B$  の中心にあるとすると

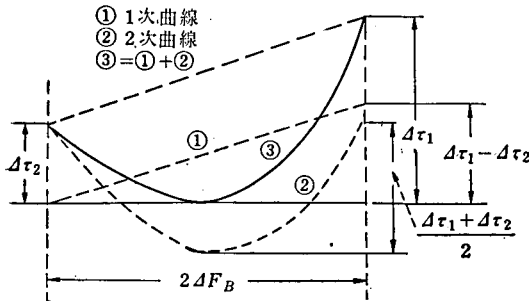


図9 遅延特性

$$\left. \begin{aligned} \Delta T_2 &= \frac{-\phi''(f_c)}{2\pi} = \frac{\Delta\tau_1 - \Delta\tau_2}{2\Delta F_B}, \\ \Delta T_3 &= \frac{-\phi'''(f_c)}{4\pi} = \frac{\Delta\tau_1 + \Delta\tau_2}{2\Delta F_B^2}. \end{aligned} \right\} \quad 18$$

この場合は周波数の高い通話路の雑音量が最も大となる。前と同様  $\Delta F_d \doteq 1.25$  Mc,  $\Delta f_d = 280$  kc,  $N = 486$  とすれば、最高通話路 ( $\omega_h = 2.1$  Mc) において2次および3次の準漏話雑音をそれぞれ  $-74$  db,  $-80$  db を満足するには、式15および式16より

$$\frac{\Delta T_2}{2} = b_2 = 0.77 \times 10^{-16}, \quad \frac{\Delta T_3}{3} = b_3 = 2.1 \times 10^{-23},$$

にする必要がある。  $\Delta F_B = \pm 5.6$  Mc とするとその間の遅延特性の傾斜およびふくらみは  $\Delta\tau_1 - \Delta\tau_2 = 1.72$   $\mu$ s,  $\Delta\tau_1 + \Delta\tau_2 = 3.9$   $\mu$ s となる。それゆえ1中継機当りの遅延特性の  $\pm 6$  Mc の点をむすぶ傾斜を  $1.5$   $\mu$ s とし、中央部のふくらみ  $[=(\Delta\tau_1 + \Delta\tau_2)/2]$  を  $2$   $\mu$ s 以下にすることを目標規格とした。

また回線全体の遅延歪による準漏話雑音  $-60$  dbm を 2 次歪によるもの  $-61$  db とし, 3 次歪によるものを  $-67$  db とすると総合遅延特性は  $4\tau_2 - 4\tau_1 = 7.7 \mu\text{s}$ ,  $4\tau_1 + 4\tau_2 = 17.4 \mu\text{s}$  であればよい。

### 4.3 反響歪と整合

#### 4.3.1 反響による遅延特性

長さ  $l$  で両端の反射係数が  $r_1$ ,  $r_2$  なることき給電線系の位相特性はつぎようになる。

$$\phi = \tan^{-1} \left( \frac{1+\rho}{1-\rho} \tan \frac{2\pi l f}{v} \right). \quad 19$$

ただし  $\rho = r_1 r_2 e^{-2\alpha l}$ ,  $\alpha$ : 減衰常数。

遅延特性  $D = d\phi/d\omega$  および振巾特性  $K$  はつぎようになる。ただし  $\rho$  は  $\omega$  に対し一様であるとする。

$$\left. \begin{aligned} D &= \frac{l}{v} \frac{1-\rho^2}{1+\rho^2} \frac{1}{1 - \frac{2\rho}{1+\rho^2} \cos \frac{4\pi l f}{v}}, \\ K &= \frac{1}{\sqrt{1+\rho^2 - 2\rho \cos \frac{4\pi l f}{v}}} \end{aligned} \right\} \quad 20$$

したがって

$$\left. \begin{aligned} \Delta D &= D_{\max} - D_{\min} \doteq 4\rho \frac{l}{v} = 2\rho\tau \text{ (sec)} \quad \rho \ll 1 \\ \Delta K &= K_{\max} - K_{\min} = 2\rho \quad \text{あるいは} \quad 20 \log \frac{K_{\max}}{K_{\min}} = 20 \log \frac{1+\rho}{1-\rho} \\ \tau &= \frac{2l}{v} = \text{反響遅延時間}, \quad \frac{1}{\tau} = D_{\max} \text{ 間の周波数間隔.} \end{aligned} \right\} \quad 21$$

一般に振巾および遅延特性は図 10 のようになり  $\rho$  と  $r_1$ ,  $r_2$  の関係および  $l$  (または  $\tau$ ) および  $\rho$  と  $\Delta D$  との関係を図に示せば図 11 および図 12 になる。つぎに  $\rho$  が  $\omega$  に対し一様でない場合は

$$D = \frac{l}{v} \frac{1-\rho^2}{1+\rho^2} \frac{1}{1 - \frac{2\rho}{1+\rho^2} \cos \frac{4\pi l f}{v}} - \frac{\rho \sin \frac{4\pi l f}{v} \frac{d\rho}{d\omega}}{1+\rho^2 - 2\rho \cos \frac{4\pi l f}{v}} \quad 20'$$

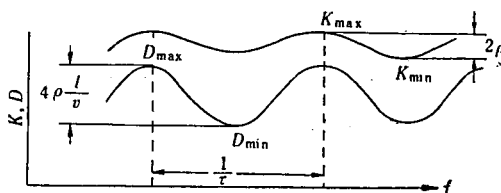


図 10 反響遅延特性

となり,  $d\rho/d\omega$  が大きくなれば第 2 項は無視することができない。第 2 項は  $\cos 4\pi l f/v = 2\rho/(1+\rho^2)$  のとき

に最大, 最小となるゆえ, 第2項の最大偏差は  $\rho \ll 1$  の場合は  $2\rho d\rho/d\omega$  となる. したがって  $d\rho/d\omega$  を極力小さくするよう注意を要する.

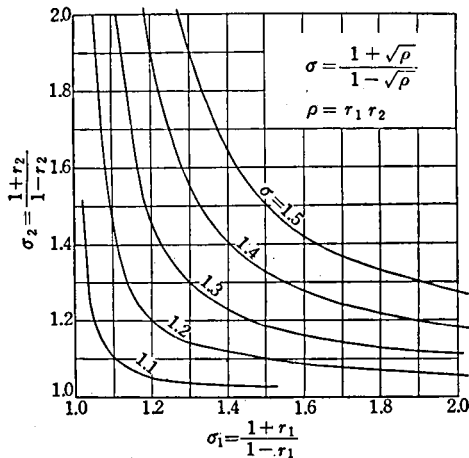


図 11 等化定在波比

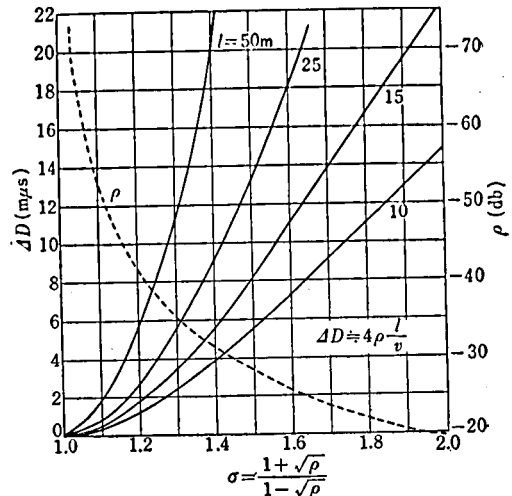


図 12 等化定在波比  $\sigma$  と遅延  $\Delta D$  との関係曲線

#### 4.3.2 反響歪と準漏話雑音

##### i) 反射係数の小さい場合

給電線が短い場合は反射波を主高周波信号と同相の成分と直角の成分とに分けると, この同相の成分は奇数次の歪を生じ, 直角の成分は偶数次の歪を生ずる.

$\tau\omega_h < 1$   $\tau\Delta F_p < 1$  なる場合, 超多重電話信号(一様な雑音と等価)で FM された波が反響歪をうけると準漏話雑音の分布はつぎようになる<sup>(15)</sup>.

$$2 \text{ 次} \quad \left( \frac{N_{23-2}}{S} \right)_{\text{電圧}} = 0.2\rho_q \tau^2 2\pi\Delta F_p \cdot \omega \sqrt{1 - \frac{1}{2} \frac{\omega}{\omega_h}}, \quad 22$$

$$3 \text{ 次} \quad \left( \frac{N_{23-3}}{S} \right)_{\text{電圧}} = 0.019 \rho_p \tau^3 (2\pi\Delta F_p)^2 \cdot \omega \sqrt{1 - \frac{1}{3} \left( \frac{\omega}{\omega_h} \right)^2} \quad 23$$

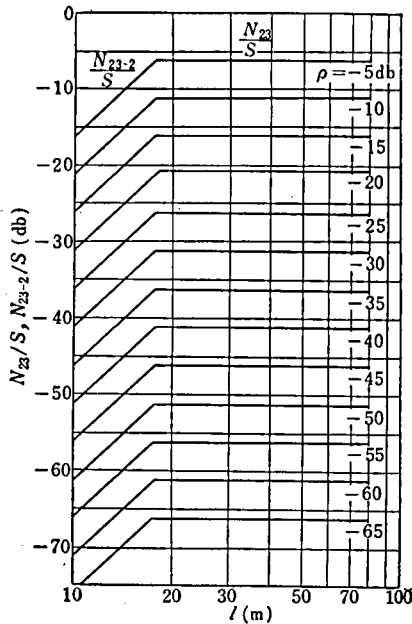
ただし  $\rho_q, \rho_p$  は直角成分および同相成分の反射係数.

2次による雑音は3次のものより約 20 db くらい大となり, いずれも  $\omega$  に比例するゆえ周波数の高い通話路ほど準漏話雑音は大となる.

つぎに給電線が長くて  $\tau$  が大なときは, 反射波の位相が主信号波のそれと無関係となり, 反響歪による準漏話雑音はちょうど無相関の雑音のようになる<sup>(15)</sup>.

$$\left( \frac{N_{23}}{S} \right)_{\text{電圧}} = 5.8\rho \omega_h^{0.5} \cdot \omega \cdot (2\pi\Delta F_p)^{-1.5} \cdot \varepsilon^{-2.88\omega^2} \cdot (2\pi\Delta F_p)^{-2} \quad 24$$

式 22 ないし式 24 の  $N/S$  はいずれも雑音負荷試験を行つたときの  $N/S$  で, これを 0 相対レベルの雑音に換算するときは市外線端レベル (-10 dbm) と話中率 ( $\approx 1/4$ ) の補正すなわち 16db の補正をする必要がある.



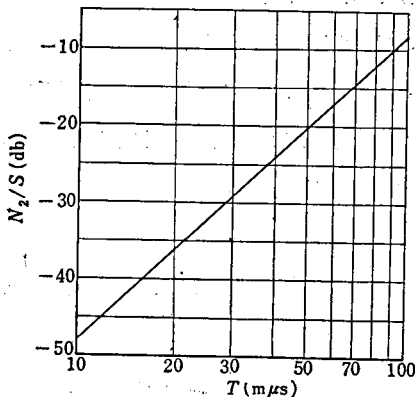
$$N_{23-2}/S = 0.2\rho_q\tau^2 2\pi\Delta F_p \cdot \omega \sqrt{1-0.5\omega/\omega_h}$$

$$N_{23}/S = 5.8\rho\omega_h 0.5 \cdot \omega \cdot (2\pi\Delta F_p)^{-1.5}$$

$$\varepsilon = 2.88\omega_h \cdot (2\pi\Delta F_p)^{-2}$$

$$\Delta F_p = 5.6 \text{ Mc} \quad \omega_h = \omega = 2 \text{ Mc} \quad \tau = 2l/v$$

図 13 給電線系の長さとの準漏話雑音との関係



$$\frac{N_2}{S} = 0.13T^2 \cdot 2\pi\Delta F_p \cdot \omega \sqrt{1-\frac{1}{2}\frac{\omega}{\omega_h}}$$

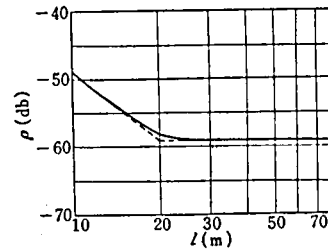
$$\Delta F_p = 5.6 \text{ Mc} \quad T = \frac{\tau}{1-r}$$

$$\omega = \omega_h = 2 \text{ Mc}$$

図 15 包絡遅延歪と準漏話雑音との関係

アシスのときは  $N/S$  は多少よくなる。またこの場合も 0 相対レベルの雑音になおすには 16 db の補正を必要とする。図 15 に最高通話路における  $T$  と  $N/S$  の関係を示す。

図 13 に最高通話路における  $\tau$  (または  $l$ ) と  $\rho$  と  $N/S$  の関係を  $\Delta F_p = 5.6 \text{ Mc}$  の場合について示している。1 給電系の反響歪による準漏話雑音を -76 db におさえるには  $\tau$  および  $\rho$  は図 14 に示すもの以下である必要がある。

図 14  $N_{23-11} = -76 \text{ dbm}$  におさえるための  $l$  と  $\rho$  の関係

## ii) 反射係数の大きい場合

これは電波伝ばん途中の多通路伝ばんのような場合で

$r$  = 反射点の反射係数

$$1-r=\delta \ll 1$$

$$T = \frac{\tau}{1-r} = \frac{\tau}{\delta} = \text{包絡遅延歪の最大値}$$

とすれば周波数偏移の小さい場合は主として 3 次の歪成分を生ずる<sup>(15)</sup>。

$$\left(\frac{N_3}{S}\right)_{\text{電圧}} = 0.038T^3(2\pi\Delta F_p)^2 \cdot \omega \sqrt{1-\frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_h}\right)^2}$$

25

周波数偏移の大きくなるに従い 2 次の歪成分が大きくなり、つぎのようになる。

$$\left(\frac{N_2}{S}\right)_{\text{電圧}} = 0.13T^2 \cdot 2\pi\Delta F_p \cdot \omega \sqrt{1-\frac{1}{2}\frac{\omega}{\omega_h}}$$

26

$\delta \ll 1$  なるときは  $N_3 \ll N_2$  である。またブレエンフ

#### 4.4 干渉雑音と周波数選択性

##### 4.4.1 干渉雑音の分類

一般に干渉は同一方式内の干渉と異なる方式間の干渉(たとえば他の VHF または UHF, SHF の回線で FM 方式以外の PTM 方式などの場合も考えられる。)とがあるが、ここでは同一方式内の干渉について

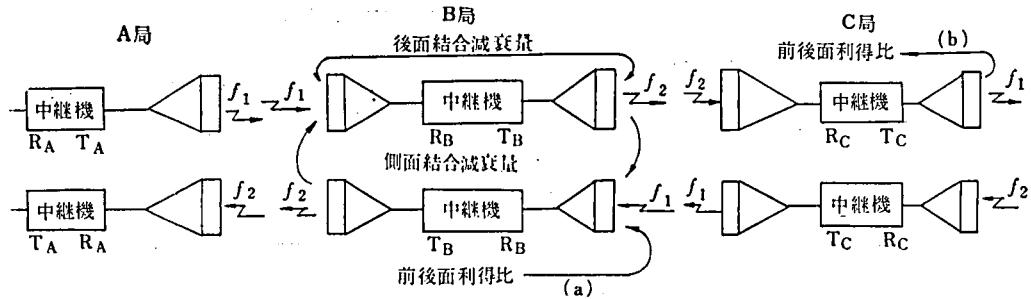


図 16 2 周波方式における空中線結合

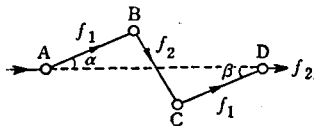


図 17 2 周波方式における飛越伝はん

考える。同一方式内の干渉はさらに分けると

- 1) 同一無線周波数の間の干渉
- 2) 隣りの無線チャンネル間の干渉

に分けることができる。さらにこれを具体的にいうと図 16 のような空中線間の結合によるもの、伝はんにおける飛越伝はん(図 17)、送信部のスプリアス輻射と受信部のスプリアス感度によるもの、中間

周波増巾器または分岐増巾器など同一 IF の部分の結合などが考えられる。

##### 4.4.2 FM 方式における干渉の理論

いま FM 受信機に  $A \sin\{\omega t + \theta_A(t)\}$  なる希望信号と  $B \sin\{\omega t + \theta_B(t)\}$  なる干渉信号が加わったとすると、周波数弁別器の出力はつぎようになる。

$$\text{周波数弁別器出力} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_A}{dt} + \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left( -\frac{B}{A} \right)^n \cos n(\theta_A - \theta_B) \cdot \frac{d(\theta_A - \theta_B)}{dt} \quad 27$$

この第2項が干渉雑音となる。

マイクロ波の受信機ではその初段に鉱石周波数変換器を使用するゆえ、この特性を  $y = x + k_2 x^2 + k_3 x^3 + \dots$  としてこの影響について考える。

$P \cos p$  : 希望信号,  $Q \cos q$  : 干渉信号,

$R \cos r$  : 局発出力,  $P \ll R, Q \ll R$

とすれば周波数変換器の出力は4次までを考えるとつぎようになる。

$$\left. \begin{aligned}
 \text{(I形)} \quad & \text{希望出力} \quad \left(k_2 R + \frac{3}{2} k_4 R^3\right) P \cos(p-r), \\
 \text{(II形)} \quad & \text{干渉出力} \quad \left(k_2 R + \frac{3}{2} k_4 R^3\right) Q \cos(q-r), \\
 \text{(III形)} \quad & \text{"} \quad \frac{3}{4} k_4 Q^2 R^2 \cos(2q-2r), \\
 \text{(IV形)} \quad & \text{"} \quad \frac{3}{2} k_4 PQR^2 \cos(2r-p-q).
 \end{aligned} \right\} \quad 28$$

つぎに希望信号および干渉信号ともに超多重電話信号で変調されている場合を考え、その電力周波数スペクトラムはつぎのように表わすことができる<sup>(16)(18)</sup>。

$$\text{希望信号} \quad W_{A0}(f) = \frac{A^2}{2} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_1} \varepsilon^{-\frac{(f-f_{a0})^2}{2\sigma_1^2}}, \quad 29$$

$$\text{干渉信号} \quad W_{B0}(f) = \frac{B_0^2}{2} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{20}} \varepsilon^{-\frac{(f-f_{u0})^2}{2\sigma_{20}^2}}. \quad 30$$

ただし  $A$  : 希望信号の振巾の実効値

$\sigma_1$  : 希望信号の実効周波数偏移

$f_{a0}$  : 希望信号の周波数

$B_0$  : 干渉信号の振巾の実効値

$\sigma_{20}$  : 干渉信号の実効周波数偏移

$f_{u0}$  : 干渉信号の周波数。

つぎにこれらの信号が一般につぎに示すような正規分布形の影像周波抑制ろ波器と IF 増巾器とを通過した場合を考える。

影像周波抑制ろ波器の特性

$$a_1(f) = \varepsilon^{-\frac{(f-f_{a0})^2}{4\sigma_{s1}^2}}. \quad 31$$

IF 増巾器の特性

$$a_2(f) = \varepsilon^{-\frac{(f-f_{a2})^2}{4\sigma_{s2}^2}}. \quad 32$$

ただし  $f_{a2} = f_L - f_{a0} = \text{IF}$  の中心周波数。

$f_L$  = 局発周波数

このときの (II) の形の干渉雑音に対する通話路の  $S/N$  を db で表わすとつぎのようになる<sup>(17)\*</sup>。

$$\left[\frac{S_{ch}}{N_{ch}}\right](\text{db}) = \left[\frac{D}{U}\right] + [S_{e1}] + [S_{e2}] + 10 \log \frac{\sigma_1^2}{f_h - f_L} - 10 \log \frac{\sigma}{2} - 4. \quad 33$$

$$\text{ただし} \quad \left[\frac{D}{U}\right] = 20 \log \frac{A}{B}.$$

$$[S_{e1}] = -20 \log a_{e1}(f_{u0}), \quad [S_{e2}] = -20 \log a_{e2}(f_L - f_{u1}).$$

\* 高田：周波数変調多重電話中継機の干渉雑音，所内資料（成-583），1954。



$$\left. \begin{aligned} a_{e1}^2 &= \frac{\sigma_{s1}}{\sqrt{\sigma_{s2}^2 + \sigma_{s1}^2}} [a_1^2(f_{u0})] \frac{\sigma_{s1}^2}{\sigma_{s1}^2 + \sigma_{s2}^2} = \text{ろ波器の実効選択度,} \\ a_{e2}^2(f_L - f_{u1}) &= \frac{\sigma_{s2}}{\sqrt{\sigma_{s1}^2 + \sigma_{s2}^2}} [a_2^2(f_L - f_{a1})] \frac{\sigma_{s2}^2}{\sigma_{s2}^2 + \sigma_{s1}^2} = \text{IF増巾器の実効選択度.} \end{aligned} \right\} \quad 34$$

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{21} &= \frac{\sigma_{20}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_{20}}{\sigma_{s1}}\right)^2}}, \\ f_{u1} &= f_{a0} - (f_{a0} - f_{u0}) \frac{\sigma_{s1}^2}{\sigma_{s1}^2 + \sigma_{s2}^2} \end{aligned} \right\} \quad 35$$

$$A = 10 \log \left( \frac{f_s}{\sigma} \right)^2 \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \varepsilon^{-\frac{(f_{u2} - f_{a2} - f_s)^2}{2\sigma^2}} + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \varepsilon^{-\frac{(f_{u2} - f_{a2} + f_s)^2}{2\sigma^2}} \right), \quad 36$$

$$f_{u2} = f_{a2} - \{f_{a2} - (f_L - f_{u1})\} \frac{\sigma_{s2}^2}{\sigma_{s2}^2 + \sigma_{s1}^2}, \quad 37$$

$f_h, f_e$  考調波の最高および  
最低周波数

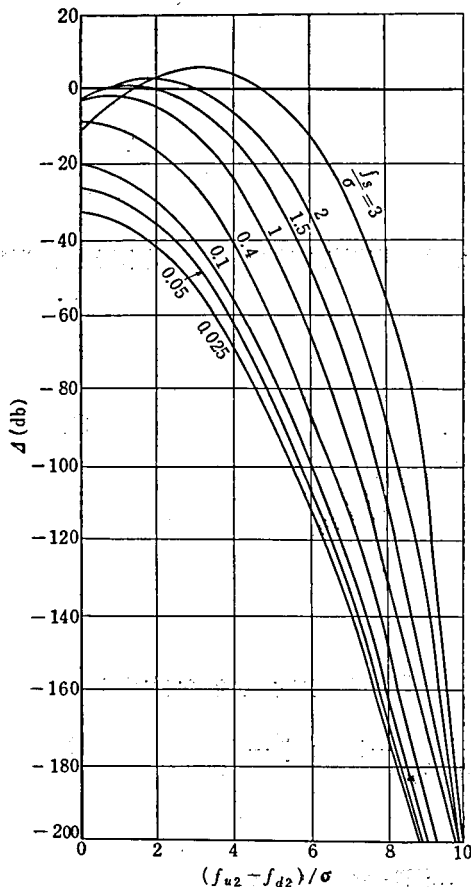


図 18  $\frac{f_{u2} - f_{a2}}{\sigma}$  と  $A$  との関係

$f_s$ : 通話路の中心周波数.

$$\sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \frac{\sigma_{21}^2}{1 + \left(\frac{\sigma_{21}}{\sigma_{s2}}\right)^2}} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_{s2}^2} \quad 38$$

$A$  と  $(f_{u2} - f_{a2})/\sigma$  との関係を 図 18 に示す.

$f_{u2} = f_{a2}$  の点で  $f_s$  の大なるときは  $A$  が下ることは注目すべきである.

(Ⅱ)の形の干渉雑音に対しても同様に

$$\begin{aligned} \left[ \frac{S_{ch}}{N_{ch}} \right] (\text{db}) &= \left[ \frac{D}{2U} \right] - 20 \log k_4 + 2[S_{e1}] \\ &+ [S_{e2}'] + 10 \log \frac{\sigma_1^2}{f_h - f_e} \\ &- 10 \log \frac{\sigma'}{2} - A. \end{aligned} \quad 39$$

ただし

$$[S_{e2}'] = -20 \log a_{e2}'(2f_L - f_{u1}),$$

$$\left. \begin{aligned} a_{e2}' &= \frac{\sigma_{s2}}{\sqrt{(2\sigma_{21})^2 + \sigma_{s2}^2}} \\ &\times [a_2^2(2f_L - 2f_{u1})] \frac{\sigma_{s2}^2}{\sigma_{s2}^2 + (2\sigma_{21})^2} \\ \sigma' &= \sqrt{\sigma_1^2 + \frac{(2\sigma_{21})^2}{1 + \left(\frac{2\sigma_{21}}{\sigma_{s2}}\right)^2}} \end{aligned} \right\} \quad 40$$

式 33, 39 よりわかるように通話路周波数が高いほど  $S/N$  は悪くなる.

## ii) 同一無線周波数の干渉雑音

これは空中線の前後面利得比または飛越伝はんにより生ずるもので  $f_{a0} \doteq f_{u0}$  なるゆえ式 33 より

$$\left[ \frac{S_{ch}}{N_{ch}} \right] (\text{db}) = \left[ \frac{D}{U} \right] + 10 \log \frac{\sigma_1^2}{f_h - f_l} - 10 \log \frac{\sigma}{2} - A \quad 41$$

$$\text{ただし } A = 10 \log \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \left( \frac{f_s}{\sigma} \right)^2 \cdot \varepsilon^{-\frac{f_s^2}{2\sigma^2}}.$$

したがって最悪  $S/N$  の通話路は  $A$  を  $f_s$  で微分して入れられ、すなわち  $f_s = \sqrt{2}\sigma$  でそのときの  $S/N$  はつぎようになる。

$$\left[ \frac{S_{ch}}{N_{ch}} \right]_{\min} (\text{db}) = \left[ \frac{D}{U} \right] + 10 \log \frac{\sigma_1^2}{f_h - f_l} - 10 \log \frac{\sigma}{2} + 2.36. \quad 42$$

## ii) 干渉信号が無変調の場合

$\sigma_{20} = 0$  となるゆえ式 39 は

$$\left[ \frac{S_{ch}}{N_{ch}} \right]_{\sigma_{20}=0} (\text{db}) = \left[ \frac{D}{U} \right] + [S_1] + [S_2] + 10 \log \frac{2\sigma_1}{f_h - f_l} - A. \quad 43$$

$S_1$  および  $S_2$  はろ波器および IF 増巾器の静特性による選択度で、とくに同一周波数のときには  $\sigma_1 = \sigma_{20}$  のときより約 1.5 db  $S/N$  が低下し最悪通話路が  $1/\sqrt{2}$  低い方に移動する。

## iii) 希望・干渉両信号が無変調に近い場合

$f_{u2} - f_{a2} \gg f_s$  の場合は  $\sigma_1 \doteq 0$ ,  $\sigma_{20} \doteq 0$  となるゆえ、両波はほとんど連続波とみてよいからビートは 1 つとなり、その周波数を  $f_s$  とすると、

$$N_{ch} = f_s^2 W(f_s) = \left( \frac{B_0}{A} \right)^2 f_s^2 \quad 44$$

となり (II) の形の干渉雑音による  $S/N$  は

$$\left[ \frac{S_{ch}}{N_{ch}} \right]_{\sigma_1 \doteq 0, \sigma_{20} \doteq 0} (\text{db}) = \left[ \frac{D}{U} \right] + [S_1] + [S_2] + 3 + 10 \log \frac{\sigma_1^2}{f_h - f_l} + 10 \log f_B - 20 \log f_s. \quad 45$$

ただし  $f_B$  = 通話路の帯域巾。

(II) の形の干渉雑音による  $S/N$  は

$$\begin{aligned} \left[ \frac{S_{ch}}{N_{ch}} \right]_{\sigma_1 \doteq 0, \sigma_{20} \doteq 0} (\text{db}) = & \left[ \frac{D}{2U} \right] - 20 \log k_4 + 2[S_1] + [S_2] + 3 + 10 \log \frac{\sigma_1^2}{f_h - f_l} \\ & + 10 \log f_B - 20 \log f_s. \end{aligned} \quad 46$$

とくに隣り合つた無線チャンネルの干渉の場合は

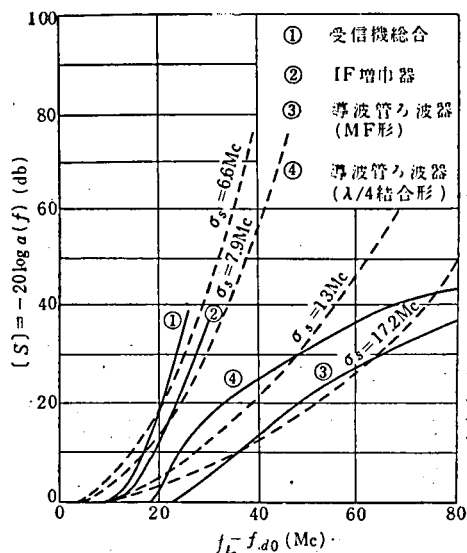
$f_{a0} - f_{u0} = 40 \text{ Mc} \gg f_s$  となり  $A$  はつぎようになる。

$$A \doteq 20 \log \frac{f_s}{\sigma} - 2.17(f_{u0} - f_{a0})^2 - 1. \quad 47$$

回線が繁忙のときは干渉雑音は熱雑音のようになり、回線が通話の少いときはバブル音のような漏話となり耳ざわりとなる。

### 4.4.3 中継装置の干渉雑音

中継装置の選択性を図19のようなものとする(試作機による資料): これらを使用して同一無線周波数の場合について簡単のため  $\sigma_1 = \sigma_{20}$  および  $\sigma_{20} = 0$  として  $S/N$  を求めた結果を 図20に示す. つぎに動作通話



点線は式31または式32による等価選択特性

図19 中継装置の周波数選択特性

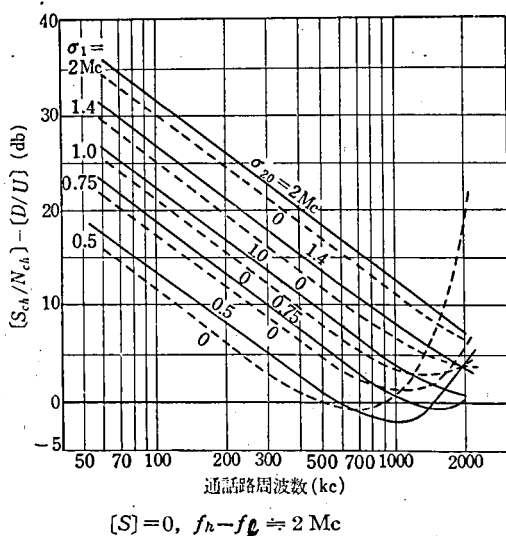


図20 同一無線周波数における周波数偏移と各通話路の  $S_{ch}/N_{ch}$

路数が変化して実効周波数偏移が変わったときの通話路  $S/N$  を 図21に示す. また最悪通話路の  $S/N$  を 図22に示す. ただし  $n$  は動作通話路数変化の割合を示す.

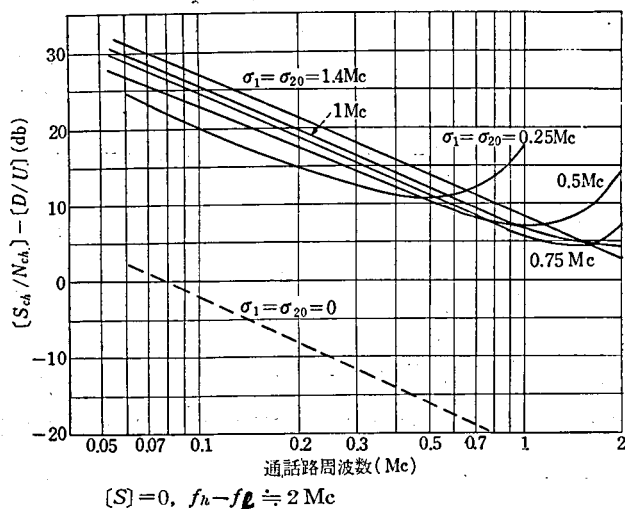


図21 同一無線周波数における各通話路の干渉雑音

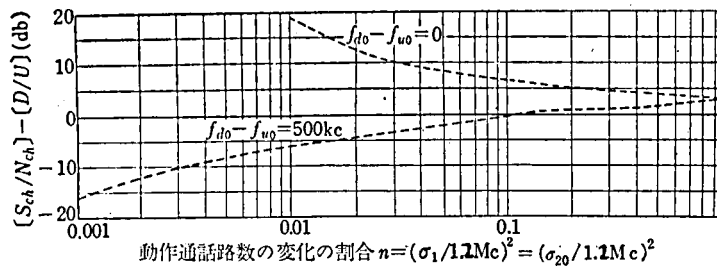


図 22 レベルダイヤー一定のとき通話路数変動による実効周波数偏移の変化と  $S_{ch}/N_{ch}$  との関係

つぎに隣り合った無線チャンネル間の干渉雑音による  $S/N$  を求めると 図 23 および 図 24 にこれを示す。

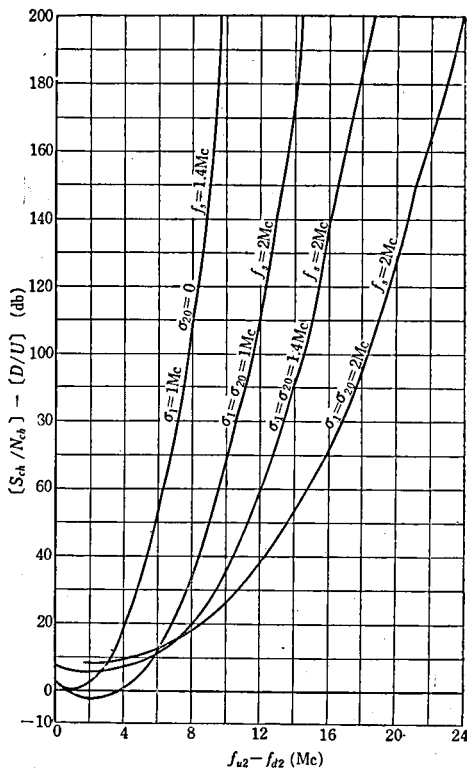


図 23 隣り合った無線チャンネル間の(Ⅱ)形の干渉雑音

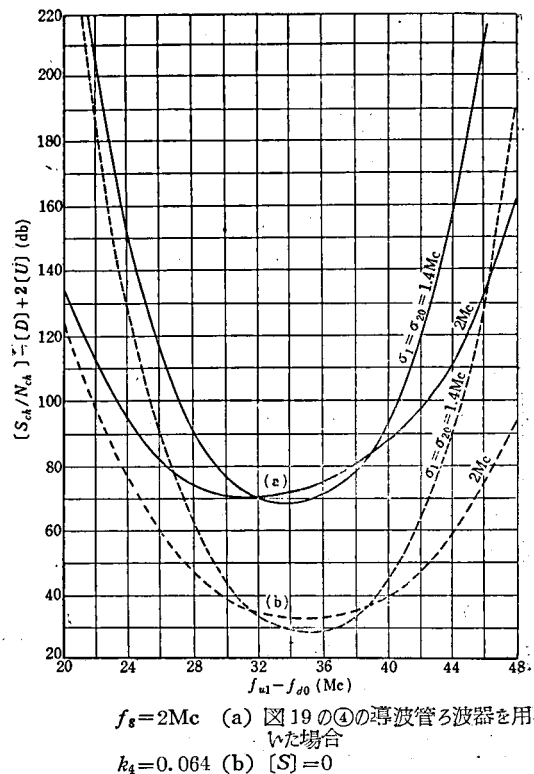


図 24 隣り合った無線チャンネル間の(Ⅲ)形の干渉雑音

干渉雑音に対する  $S/N$  の要求に対し希望信号と干渉信号の比  $[D/U]$  を知る必要がある。レベルダイヤを尖頭周波数偏移 5.6 Mc, 0 db の試験音による周波数偏移 280 kc になるようにした場合 2 回線間の干渉による各通話路の  $S/N$  を、雑音負荷試験法で測定した結果を 0 db の試験音の場合に換算して 76 db とすると所要の  $[D/U]$  は 図 25 のようになる。この実験値は後述の干渉実験の項 7.1.4 の 図 85 から

求めたものである。理論値は図20お

よび図23, 24から求めたものである。

また  $[D/U]$  の曲線は IF 特性内に入ることはない。すなわちつねに復調器の入力において  $A \gg B$  が成立する範囲で有効である。つぎに通路路動作ははだしく閑散のとき、すなわち式45および式46が成立する場合を図26に示す。図25および図26とも  $f_{d0} + 40$  Mc 付近はⅢの形の干渉が支配的となるから式39よりわかるように  $U$  (または  $D$ ) の絶対値によって所要  $[D/U]$  (db) が変化する。すなわち  $[D]$  10 db が高くなれば  $[D/U]$  (db) は 5 db 高く、10 db 低ければ 5 db 低くしなければならない。

#### 4.4.4 干渉雑音と空中線結合度

##### i) 前後面利得比による干渉雑音

この結合は図16に示すように2周波中継方式のマイクロ波回線ではB局の  $R_B$  なる受信機ではA局の  $T_A$  なる送信波  $f_1$  とC局の  $T_C$  なる送信波  $f_1$  の2つの同一無線周波数の干渉をうける。回線全体の中継区間は等距離とする。自由空間伝はん状態における前後面利得比による区間の各区間の干渉雑音を  $N_{F-B}$  とし、回線全体の干渉雑音を  $N_{3-3}$  とする。隣接区間のフェーディング差の1%時間の値を  $x_a$  とし中継区間数を  $m$  とし、フェーディング分布が正規分布で隣接区間が全然無相関であるとすれば  $N_{3-3}$  はつぎのようになる。

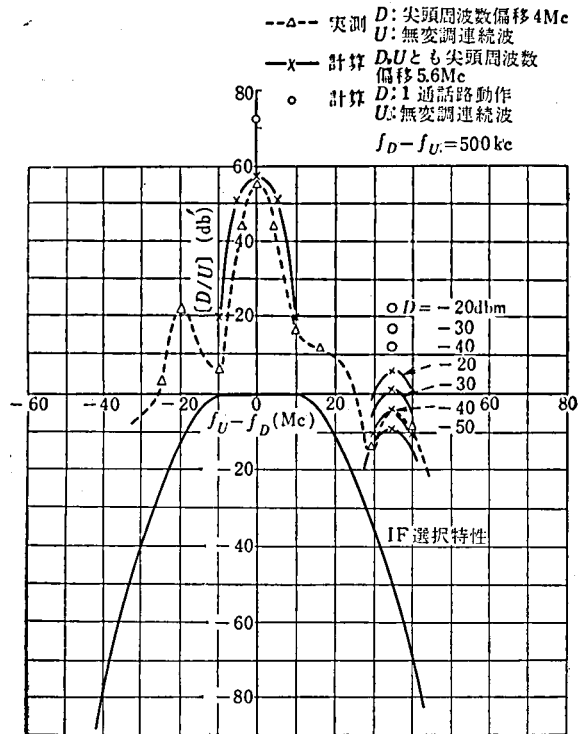
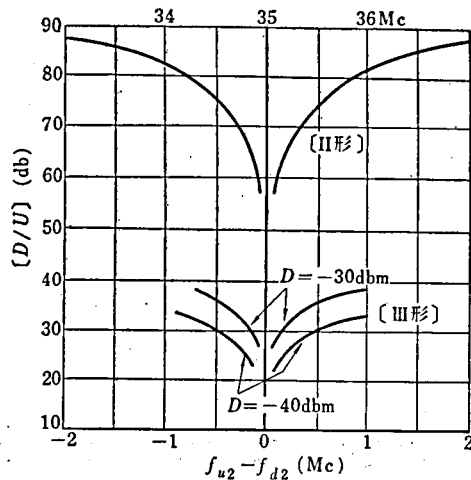


図25  $\frac{S_{ch}}{N_{ch}} = 76$  db に必要な  $\left[\frac{D}{U}\right]$  db  
 $\left[\frac{D}{U}\right]$  は周波数変換器入力における値を示す



希望信号・干渉信号ともに通路が閑散なとき  
 図26  $\left[\frac{S_{ch}}{N_{ch}}\right] = 76$  db に必要な  $\frac{D}{U}$  ( $\sigma_1 = \sigma_2 = 0$ )

$$N_{3-3} = (m + \sqrt{m} x_a) N_{F-B} + m N_{F-B} = (2m + \sqrt{m} x_a) N_{F-B}. \quad 48$$

上式の最初の項は図16の(a)のコースによつて生ずるものであり、 $m N_{F-B}$ なる第2項は(b)のコースによつて生じたものである。したがつて1中継機当りの前後面利得比による干渉雑音に対する  $S/N$  は

$$\left[ \frac{S}{N_{F-B}} \right] (\text{db}) = \left[ \frac{S}{N_{3-3}} \right] (\text{db}) + 10 \log (2m + \sqrt{m} x_a) \quad 49$$

となる。

いま  $m=20$ 、区間距離=50 km とすれば、4000 Mc 帯のフェーディングの1%値を約9 db とすれば  $x_a \doteq \sqrt{2} \times 9 \doteq 13 \text{ db}$  となる\*。

$$\text{ゆゑに} \quad \left[ \frac{S}{N_{F-B}} \right] (\text{db}) \doteq 60 + 21.12 = 81.12 \text{ db}$$

となる。これを満足するためには図25より  $[D/U]_{F-B} \doteq 65 \text{ db}$  必要である。したがつて空中線の前後面利得比は少くとも65 db 以上必要である。

つぎに希望信号および干渉信号ともに無変調に近いときは前述のとおり漏話はバブル音になり、これは0レベルの試験音に対し60 db 以上の規格になっているゆゑ、いまフェーディング量を9 db とすれば

$$\left[ \frac{S}{N_{F-B_i}} \right] (\text{db}) \geq 60 + 9 = 69 \text{ db}.$$

ただし各中継機の送受信周波数の差のビートが同一通路に落ちることがないとしている。いまその差の周波数が最大800 kc であるとすれば図26から  $[D/U]_{F-B} \geq 75 \text{ db}$  でなければならない。またこれを前記の65 db にするには約300 kc におさえる必要がある。

## ii) 側面結合減衰量による干渉雑音

この結合による雑音は回線が並列にあるときは、上下の送信周波数からの干渉により、自由空間伝はん状態の区間の干渉雑音は  $2N_{S-S}$  になるから、

$$N_{3-2} = (m + \sqrt{m} x_a) \cdot 2 N_{S-S}.$$

$$\begin{aligned} \text{したがつて} \quad \left[ \frac{S}{N_{S-S}} \right] (\text{db}) &= \left[ \frac{S}{N_{3-2}} \right] (\text{db}) + 10 \log 2(m + \sqrt{m} x_a) \\ &= 60 + 20.45 = 80.45 \text{ db}. \end{aligned}$$

無線周波数は送受で40 Mc の間隔があるが、上下回線の無線周波数の差を約1 Mc とし、これによる余裕度4 db と希望信号レベルが標準より大になる場合に対する余裕度4 db を合して約8 db とれば図25より周波数変換器入力において  $[D/U]_{S-S} \geq 4 \text{ db}$  必要である。側面結合減衰量と  $[D/U]_{S-S}$  との間にはつぎの関係式がある。

$$\left[ \frac{D}{U} \right]_{S-S} = [\text{側面結合減衰量}] (\text{db}) - [\text{区間損失}] (\text{db})$$

表6より区間損失は62.5 db となる。したがつて受信入力に波器がない場合は

$$[\text{側面結合減衰量}] (\text{db}) \geq 62.5 + 4 \doteq 66.5 \text{ db}.$$

\* 柿田・森田：マイクロ波伝はんの統計的考察，所内資料（成-475），1954。

実際区間損失は上記の値より区間距離が多少大となる場合があるゆえ、空中線の側面結合減衰量の目標規格として 70 db とした。

### iii) 後面結合減衰量による干渉雑音

この結合は送受信周波数が 40 Mc 離れているゆえ、側面結合減衰量による干渉雑音と同様な関係がある。

$$\left[ \frac{S}{N_{B-B}} \right] (\text{db}) = \left[ \frac{S}{N_{3-1}} \right] (\text{db}) + 10 \log 2 (m + \sqrt{m} x_a) \\ = 70 + 20.45 = 90.45 \text{ db.} \quad 51$$

したがって周波数変換器入力において希望信号レベルが標準より大なる場合に対する余裕度を 4 db とつて図 25 より  $[D/U]_{B-B} \geq 10 \text{ db}$ , したがって受信入力にろ波器がない場合は「後面結合減衰量」(db)  $\geq 73 \text{ db}$  となる。しかし区間距離が標準値より大になることおよび中継装置の伝送特性、とくに遅延歪による準漏話雑音を考慮して 100 db 以上とした。

## 4.5 周波数の安定度

無線周波数の安定度を左右するものとして端局または分岐局における送受信局発の周波数安定度と、無線端局変調部の IF の中心周波数(電話の場合)または同期先端における IF 瞬時周波数(TV の場合)の安定度および各中継局の 40 Mc 偏移発振器の周波数安定度がある。前 2 者をすべて等しいとして  $4F_1$  とおく。後者を  $4F_2$  とし、 $m$  を中継局数とし  $4F_1$  の発生個数を  $n$  個とする。それぞれが電力和になって加わるとすると全回線の周波数の安定度  $4B$  は

$$4B = 4F_1 \sqrt{n} + 4F_2 \sqrt{m} \quad 52$$

となる。

$4B$  は遅延特性および周波数弁別特性の安定度の点より 800 kc しと  $m = 20$ ,  $n = 9$  (端局 2, 分岐局 3) とすれば  $4F_1 = 200 \text{ kc}$ ,  $4F_2 = 40 \text{ kc}$  にする必要がある。すなわち端局の変調 IF の中心周波数および送受信の局発は  $\pm 100 \text{ kc}$  以下の安定度に保つ必要があり、中継局の 40 Mc 偏移発振器は 40 kc すなわち  $10^{-3}$  以下に安定化する必要がある。

## 5 中継装置の設計とその特性

### 5.1 影像周波抑制ろ波器

マイクロ波の受信機の入力には、影像周波数および隣の無線チャンネルの周波数を抑制するために導波管ろ波器を普通挿入する。このろ波器の設計は通過帯域における反射特性、通過帯域外の選択性、通過帯域の挿入損失の点より設計する必要がある。伝送特性がよく反射も少いろ波器として最も平滑な特性のろ波器<sup>(19)</sup> (以下 MF ろ波器と略称する。)を用いることにした。その共振周波数を  $f_0$ , 遮断周波数を  $f_c$  とし、ろ波器全体の  $Q$  を  $Q_T$  とすれば  $n$  段のろ波器の挿入損失  $L$  はつぎのようになる。

$$L = 1 + \left( \frac{\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}}{\frac{f_c}{f_0} - \frac{f_0}{f_c}} \right)^{2n} = 1 + \left\{ Q_T \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \right\}^{2n} = 1 + (\Omega)^{2n}. \quad 53$$

また  $L$  と定在波比  $\Gamma$  とはつぎのような関係がある。

$$L = \frac{(\Gamma+1)^2}{4\Gamma} \quad 54$$

また共振周波数を同一として  $r$  番目の素子の  $Q$  の値は

$$Q_r = Q_T \sin\left(\frac{2r-1}{2n}\pi\right). \quad 55$$

式 53 および式 54 の関係を 図 27 および 図 28 に示す。入力定在波比を 24 Mc 帯域内で 1.05 以下、中心周波数 (= 4170 Mc) より 40 Mc 離れた周波数を 10 db 以上、80 Mc 離れた周波数を 30 db 以上、 $\pm 12$  Mc の帯域内の挿入損失 0.5 db 以下、この要求に対して空洞は 4 個必要である。その真中の 2 つの空洞の  $Q$  を  $Q_2$ 、両端のそれを  $Q_1$  とし、その結合線長を  $l_{12}$  および  $l_{22}$  とすればこれらはつぎのように求められる。

$$\left. \begin{aligned} l_{12} &= \frac{l_1 + l_2}{2} - \frac{\lambda_g}{4} \\ &\quad + \frac{n\lambda_g}{2} \\ l_{22} &= l_2 - \frac{\lambda_g}{4} + \frac{n\lambda_g}{2} \end{aligned} \right\} \quad 56$$

$Q$  の値は 図 27 および 式 53、式 55 を使つて  $Q_1 \doteq 27$ 、 $Q_2 \doteq 62$  となる。

つぎに、この遅延特性は  $1/\pi\partial f$ 、 $d\phi/d\Omega$  となる。ただし  $\partial f$  は 3 db 下つた帯域巾である。4 段の場合の  $d\phi/d\Omega$  をあげるとつぎのようになり、帯域内の遅延歪は約 2.6  $\mu\text{s}$  である。

$$\frac{1}{1+\Omega^8}(2.61+1.08\Omega^2+1.08\Omega^4+2.61\Omega^6).$$

このろ波器の振巾特性および反射特性の実測値を 図 29 に示す。

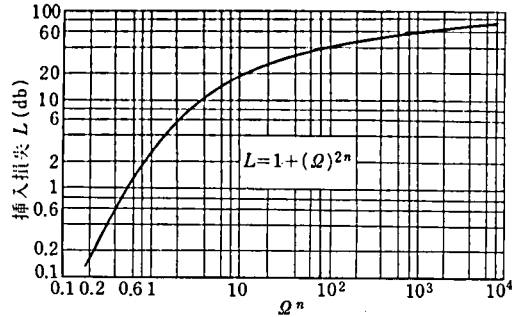


図 27 MFろ波器の挿入損失特性

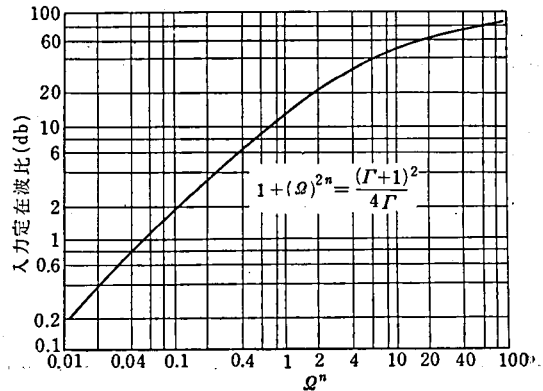


図 28 MFろ波器の入力定在波比特性



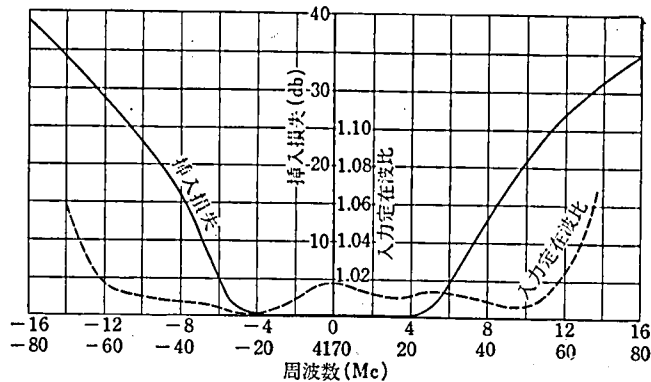


図 29 4 段の MF 滤波器

## 5.2 受信周波数変換器

これは2個のシリコン鉱石検波器 1N23B-J を用いたマジック T 形の平衡周波数変換器を使用した。これは局発の雑音抑制と局発の受信入力側への漏洩を少なくするためである。この設計には受信入力の整合・周波数特性・雑音指数の3つを満足するよう考慮すべきである。まず雑音は鉱石電流による雑音と局発の雑音とに分けられる。前者の  $t_e - 1$  はつぎのような関係があり、普通  $t_e$  は 1N23B においては IF 30 Mc で 2.7 以下である。

$$t_e - 1 = k \frac{1}{\omega_{IF}}, \quad k: \text{比例常数.} \quad 58$$

局発の雑音の  $t'$  は  $IF > 30 \text{ Mc}$  の場合は一様分布の雑音と考えられ次式で表わされる。

$$t' = K \frac{1}{1 + \left( 2Q \frac{\omega_{IF}}{\omega_0} \right)^2} \quad 59$$

$\omega_0$ : 局発角周波数  $Q$ : クライストロンの空洞の  $Q$

$K$ : 普通の発振モードでは 4~5 くらい、モード数が高くなると急激に増し 200 以上にもなる。

雑音が大きく ( $K=50$ )、 $Q$  が低い場合は  $F$  に及ぼす影響は著しくなるが、 $K=5$  くらいであると影響は小さい。その上、平衡形を用いた場合は次式のごとく局発の雑音を抑制できる<sup>(20)</sup>。

$$\text{抑制度 } S = \left( \frac{\left( \frac{L_1}{L_2} \right)^{\frac{1}{2}} + 1}{\left( \frac{L_1}{L_2} \right)^{\frac{1}{2}} - 1} \right)^2 \quad 60$$

ただし  $L_1, L_2$  は 2 つの鉱石の変換損失である。

つぎに IF への変換回路は図 30 に示すような変成器よりなり、周波数特性を考慮しながら雑音指数がよくなるように鉱石の IF インピーダンスを変換する必要がある。鉱石の IF インピーダンスは図 31 に示すとおり鉱石電流に対し一定の傾向をもっている。普通の使用領域では 200~300Ω であるゆえ、1 次側は直列にして

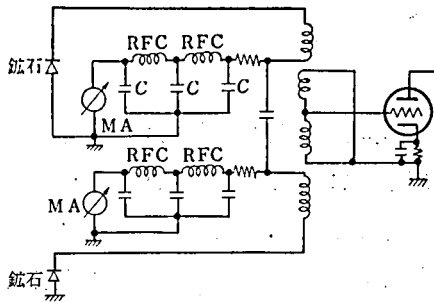


図 30 周波数変換器の出力回路

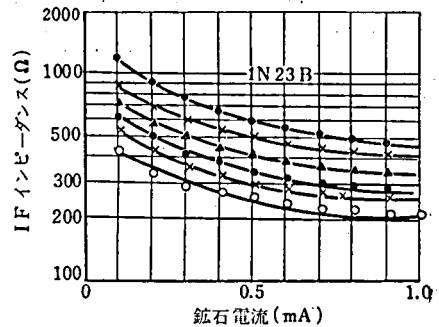


図 31 鉱石の IF インピーダンス

約  $600 \Omega$ ，2 次側は並列にして  $100 \Omega$  とし，一方の巻き方を逆にした 2 つの変成器を使用している．また周波数変換器において生ずる倍周波 (8000 Mc 帯) の阻止用波器を同軸部分に付している．

### 5.3 中間周波増巾器

#### 5.3.1 前置中間周波増巾器

IF 増巾器の初段は低雑音増巾器を使用する必要があり，これには Wallman 回路を使用する．周波数変換器との接合部は最も低いレベルにあるゆえ，またインピーダンス変換などの点より，最も短くして充分遮蔽するようにして両者を一体に設計する必要がある．Wallman 回路<sup>(22)</sup>は図 32 のようなものである．一般に信号に同調する点と雑音指数最小点とは一致しない．これは電子走行時間および  $C_{pg}$  による誘導雑音のためである．さらに入力回路に換算した鉱石コンダクタンスの  $F_{IF}$  を最小にする最適値を  $G_W$  とすれば  $G_W$  および  $F_{IF}$  は次式のようになる<sup>(21)</sup>．

$$G_W = \sqrt{\frac{G_0}{R_{at}} + \left(G_0 + \frac{22}{9}G_e\right)^2}, \quad (61)$$

$$F_{IF} = 1 + 2R_{at}\left(G_0 + \frac{22}{9}G_e + G_W\right). \quad (62)$$

ただし  $G_0$  : 入力共振回路のコンダクタンス

$G_e$  : 電子走行時間の効果による入力コンダクタンス

$R_{at}$  : 3 極管接続の場合の格子等価雑音抵抗．

したがって雑音の点からは周波数変換器との間の変成器の昇圧比は  $\sqrt{G_x/G_W}$  でなければならない． $G_W$  は前記の  $G_0$ ,  $G_e$ ,  $R_{at}$  の値を入ると約  $1.1 \times 10^{-3}$  となる．なお信号同調点と雑音最低点を一致させるに

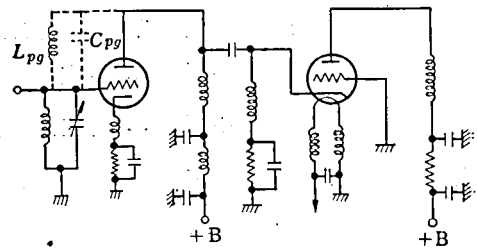


図 32 Wallman 回路

は格子陽極間に  $L_{p0}$  を入れればよい<sup>(21)</sup>。また初段のカソード偏倚抵抗には雑音指数に対し最適値 (6R-R8, 6J6 の Wallman 回路では約  $100\ \Omega$ ) がある。

### 5.3.2 主中間周波増巾器

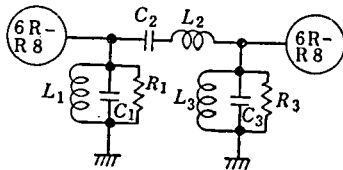


図 33 中間周波増巾回路

IF 増巾器は中心周波数 70 Mc で 20 Mc の帯域を必要とするので 図 33 に示すような  $\pi$  形インダクタンス結合による 2 重同調回路を使用した。その通過域における振巾特性および位相特性は中心周波数に対し対称である場合はつぎのようになる\*。

$$A = \left[ 1 + \frac{1}{\nu^2} \left\{ \left( \frac{A\omega}{A\omega_B} \right)^2 - \frac{1-\nu^2}{2} \right\}^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad 63$$

$$\phi = \phi_m + \tan^{-1} \frac{\sqrt{2} \nu \left( \frac{A\omega}{A\omega_B} \right)}{\frac{1+\nu^2}{2} - \left( \frac{A\omega}{A\omega_B} \right)^2} \quad 64$$

ただし  $A\omega = \omega - \omega_0$ ,

$\omega_0 = 2\pi f_0$  中心角周波数

$2A\omega_B$  : 等価帯域巾

$$\phi_m = \tan^{-1} \frac{\sqrt{2} \omega_0}{\nu A \omega_B}$$

$\nu$  : 形状係数 = 1 (臨界結合)

$$= A_0 - \sqrt{A_0^2 - 1} < 1 \quad (\text{双峰特性})$$

ただし  $A_0 = A\omega$  が谷

$$= A_0 + \sqrt{A_0^2 - 1} > 1 \quad (\text{単峰特性}).$$

なるときの A の値

遅延特性  $\tau$  は  $d\phi/d\omega$  なるゆえ

$$\tau = \frac{d\phi}{d\omega} = \frac{D^2}{\sqrt{2} \nu A \omega_B} \cdot \frac{F^2 + 1}{F^4 + (D^2 - 2)F^2 + 1}. \quad 65$$

ただし

$$D = \frac{2\nu}{\sqrt{1+\nu^2}},$$

$$F = \sqrt{\frac{2}{1+\nu^2}} \cdot \frac{\omega - \omega_0}{A\omega_B}.$$

$n$  段縦続の場合は上式の  $n$  倍になる。

以上の振巾特性・位相特性をつぎの条件で計算すると 図 34 のようになる。

$$1 \text{ 段当りの偏差} \quad 20 \log A = 0.125 \text{ db}$$

$$\omega_0/2\pi = 70 \text{ Mc} \quad 2A\omega_B = 2\pi \times 25 \times 10^6 \sim$$

$$R_1 = 725\ \Omega, \quad R_2 = 300\ \Omega$$

$$n = 8 \text{ 段または } 10 \text{ 段}, \quad \nu = 1$$

利得は次式

$$G = \frac{g_m}{2} \sqrt{R_1 R_2}$$

\* 深海・吉田・増田：TY-1 (2) 形 FM 送受信装置，所内資料 (成-382)，1953。

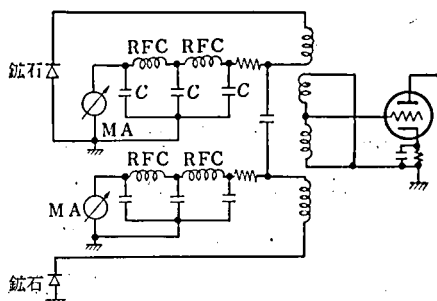


図 30 周波数変換器の出力回路

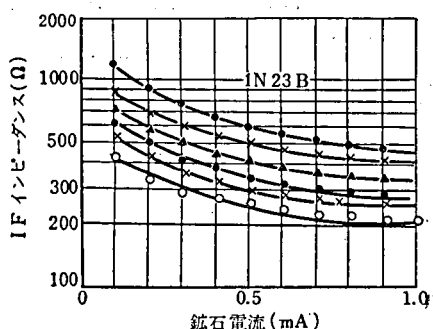


図 31 鉱石の IF インピーダンス

約  $600 \Omega$ 、2 次側は並列にして  $100 \Omega$  とし、一方の巻き方を逆にした 2 つの変成器を使用している。また周波数変換器において生ずる倍周波 (8000 Mc 帯) の阻止用波器を同軸部分に付している。

### 5.3 中間周波増巾器

#### 5.3.1 前置中間周波増巾器

IF 増巾器の初段は低雑音増巾器を使用する必要があり、これには Wallman 回路を使用する。周波数変換器との接合部は最も低いレベルにあるゆえ、またインピーダンス変換などの点より、最も短くして充分遮蔽するようにして両者を一体に設計する必要がある。Wallman 回路<sup>(22)</sup>は図 32 のようなものである。一般に信号に同調する点と雑音指数最小点とは一致しない。これは電子

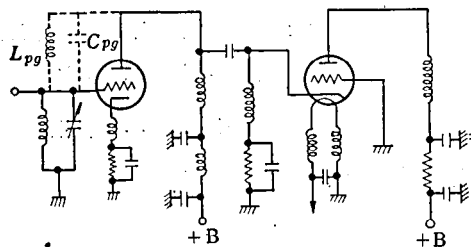


図 32 Wallman 回路

走行時間および  $C_{p9}$  による誘導雑音のためである。さらに入力回路に換算した鉱石コンダクタンスの  $F_{IF}$  を最小にする最適値を  $G_W$  とすれば  $G_W$  および  $F_{IF}$  は次式のようなになる<sup>(21)</sup>。

$$G_W = \sqrt{\frac{G_0}{R_{at}} + \left(G_0 + \frac{22}{9}G_e\right)^2}, \quad (61)$$

$$F_{IF} = 1 + 2R_{at}\left(G_0 + \frac{22}{9}G_e + G_W\right). \quad (62)$$

ただし  $G_0$ : 入力共振回路のコンダクタンス

$G_e$ : 電子走行時間の効果による入力コンダクタンス

$R_{at}$ : 3 極管接続の場合の格子等価雑音抵抗。

したがって雑音の点からは周波数変換器との間の変成器の昇圧比は  $\sqrt{G_x/G_W}$  でなければならない。 $G_W$  は前記の  $G_0$ ,  $G_e$ ,  $R_{at}$  の値を入ると約  $1.1 \times 10^{-3}$  となる。なお信号同調点と雑音最低点を一致させるに

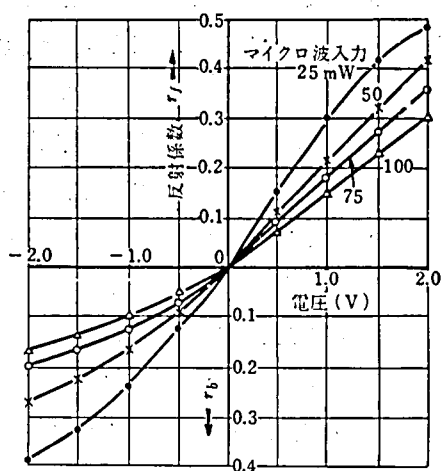


図 36 鉍石検波器の反射特性

$dg/dV_s$  の大なるほど反射係数は大となるゆえ、 $r_s$  の等しい鉍石では  $V_D$  の大きい方が、また  $V_D$  の等しい鉍石では  $r_s$  の小さい方が反射係数が大である。逆方向電流はある程度小さい範囲では反射係数に及ぼす影響は小であるが小さい方が  $r_f/r_b$  は 1 に近くなる。正方向電流の大きいものほど反射係数が大である。また正方向電流が小さくとも曲線の彎曲が大きければ反射係数が大である。鉍石の寿命を左右するのは負方向の電流でターソオーバーボルテージ (約 30~40 V) に対し充分余裕をもつて電圧の尖頭値を約 6 V 以下としてマイクロ波出力レベルをも考慮して局発入力 50 mW, IF 電圧 1.5V (r. m. s.) を限度とした。

#### 5.4.2 出力レベルと周波数特性

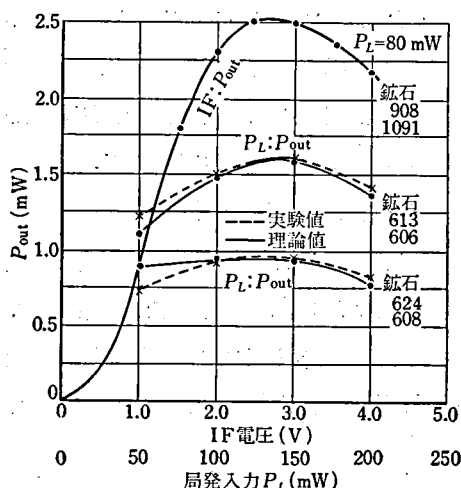


図 38 IF 電圧および局発入力と変換出力との関係

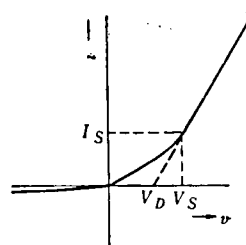


図 37 鉍石検波器の静特性

$$\text{ただし } g = \frac{I_s}{V_s}$$

$K$  は静特性の直線部傾斜の逆数で スプレッドイング レジスタンスの逆数と考えてよい。

$$\text{ゆえに } \frac{dg}{dV_s} = \frac{1}{r_s} \cdot \frac{V_D}{V_s^2} \quad 66$$

平衡形周波数変換器の変換出力レベルは次式のようになる。

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{8} P_L (\dot{r}_1^2 + \dot{r}_2^2) V_{IF}^2 \quad 67$$

ただし  $P_L$  : 局発電力

$V_{IF}$  : 鉍石にかかる IF 電圧

$\dot{r}_1, \dot{r}_2$  : 鉍石の単位電圧に対する反射係数。

$P_L$  および  $V_{IF}$  に対しマイクロ波出力  $P_{\text{out}}$  をとると 図 38 のようになる。これにより  $P_L$  および  $V_{IF}$  に対しても飽和特性を示すことがわかる。これは反射係数が両者に対し、飽和特性をもつからである。つぎに出力レベルは進行波管増中器の所要入

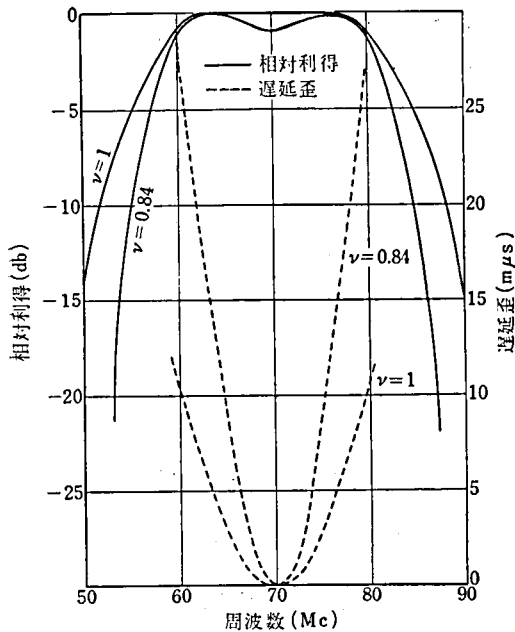


図 34 中間周波増巾器 (8 段) の振巾および位相特性

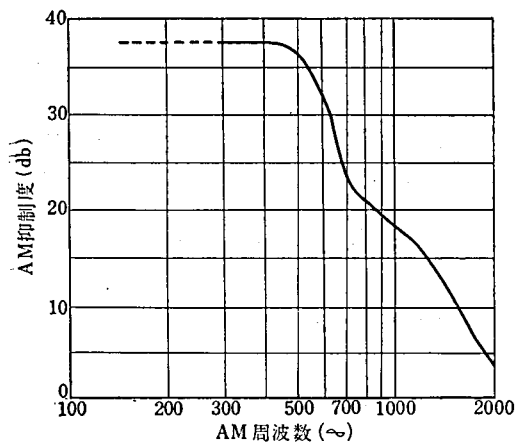


図 35 AGC 回路の AM 抑制特性

180° 異り, また 1.5 V ~ 2 V 程度までは偏移電圧と反射係数の比例関係は成立するが, それ以上の値では飽和特性となる。鉱石の静特性を 図 37 のように考えると,

$$I_s = K(V_s - V_D) \quad \text{ゆえに}$$

$$\frac{dg}{dV_s} = K \frac{V_D}{V_s^2}$$

で与えられるゆえ, 6R-R8 ( $g_m = 10 \sim 16 \text{ mV}$ ) として  $G = 7.4 \sim 11.4 \text{ db}$  とれる。前記の利得の配分より 8 段あれば充分なことがわかる。つぎに主 IF 増巾器には AGC 回路を付するのが普通である。これはフェーディングによる受信入力の変動 ( $-30 \sim -60 \text{ dbm}$ ) の場合も IF 出力レベルの変動を約 1.5 db 以下にするためである。またその特定数も早いフェーディングに应付するため少くとも 100 ~ 以上の変動に迫随するように選ぶ必要がある。図 35 に AM 抑制制度を示す。また AGC がかからない点は受信入力  $-65 \text{ dbm}$  以下であつた。

#### 5.4 送信周波数変換器<sup>(23)</sup>

受信部 IF 出力は後置 IF 増巾器 (利得 9 db 以上) で増巾後, マジック T を用いた平衡形周波数変換器に入る。とくに高レベルの混合器として逆方向の電圧に耐えうるシリコン鉱石 SH-5 A を使用している。この場合の周波数変換の機構は鉱石のインピーダンスがこれにかかる IF 電圧に従い変化する。したがって局発電力はその反射係数の変化に従い振巾変調をうける。その所要側帯波を分波するものである。

##### 5.4.1 鉱石検波器

図 36 に鉱石 SH-5A の直流偏倚電圧とマイクロ波の反射係数との関係を示す。

偏倚電圧の正負により, 反射係数の位相は

5.5.2 整合特性<sup>(25)\*</sup>

進行波管増巾器の入力側は周波器を通して周波数変換器に、出力側は長い給電線を経て空中線につながるゆえ、いずれも電気的等価な長伝送線になる。したがって両端に少しの反射がある場合も周波数振巾および位相特性を悪くする。それゆゑ整合特性は中継装置の伝送特性上重要な要素となる。

$R_i, R_o$  : 入力および出力の総合反射係数

$R_1, R_1', R_2, R_2'$  : 入力および出力結合回路の反射係数

$T_i, T_o$  : 入力および出力結合回路の透過係数

$G_i$  : 増大係数       $F_i$  : 饋還係数とすると,

$$R_i = R_1 + G_i F_i R_2' T_i^2 \quad R_o = R_2 + G_i F_i R_1' T_o^2$$

$$G = G_i T_i T_o \quad F = F_i T_i T_o$$

入・出力の反射係数はそれぞれの結合回路の反射だけでなく、入力の場合は出力の、出力の場合は入力の回路の反射が  $G_i F_i T_i^2$  倍あるいは  $G_i F_i T_o^2$  倍されて加わり、しかも  $G_i$  の値によりすなわち入力レベル、ヘリックス電圧によつて変化する。一般には  $|G_i F_i| \ll 1$  であるので  $|R_2'|$  あるいは  $|R_1'|$  が大きくない限りこの影響は僅少である。これと同様のことが進行波管内の減衰器の先端からの反射に対していえる。この場合は一般に  $|G_i F_i| \gg 1$  になるゆゑ、この反射は充分小さくする必要がある。これが充分でない場合は非動作時と動作時では反射特性が異なる。整合回路をある位置に固定したとき 4 W 85 の入力および 4 W 86 の出力

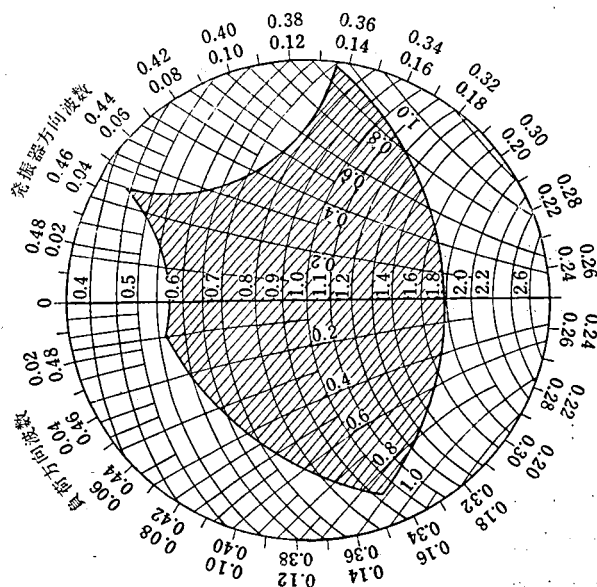


図 40: 進行波管入出力整合範囲 (ただし短絡ピストンは4分の1波長の位置に固定)

\* p. 490 の脚注参照.

とも大体電圧定在波比 1.5 の円の中に入っているゆえ、整合器の整合範囲は 図 40 に示すとおり電圧定在波比=1.8 の円内になるようになっていた。また 図 41 は 4 W 85 入力整合特性を入力アドミタンスとして、スミス図表に示したもので非動作時と動作と異なるのは出力側の不整合によるものである。

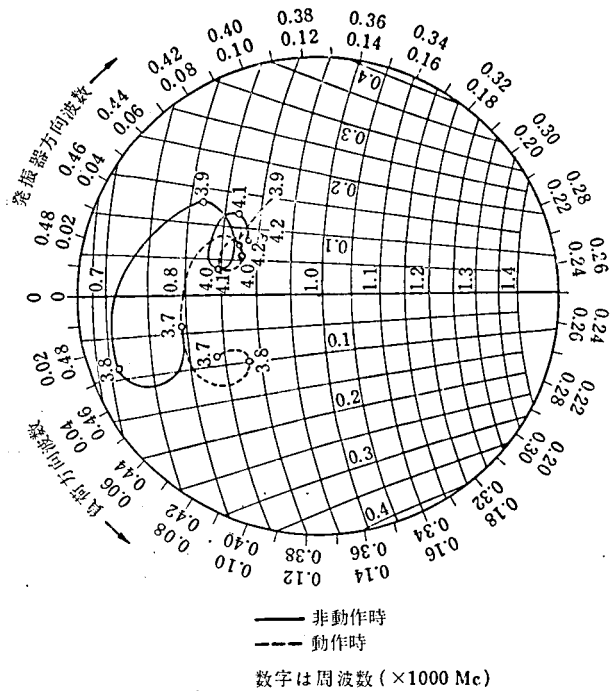


図 41 4 W 85 の入力アドミタンスの周波数特性

## 5. 6 局部発振系

### 5. 6. 1 中継局用局部発振器

受信周波数と送信周波数を 40 Mc 偏移するため局発を送受信で 40 Mc だけ変えておけばよい。そのため 図 42 に示すような局発系<sup>(1)</sup>を使用すれば

- 1) 局発周波数の安定度は送信周波数に無関係である
- 2) 局発が何かで(たとえば 50 Mc で) FM されたような場合は送信周波数にはこの影響はあらわれず、とくに TV の場合には有利である

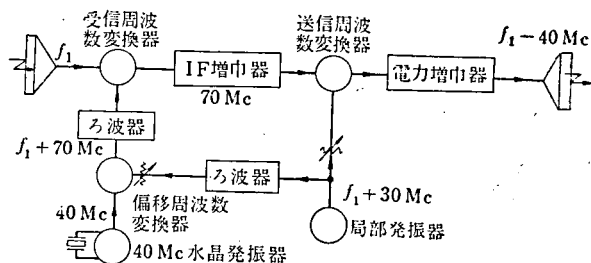


図 42 中継局用局発系統



### 3) 局発用マイクロ波発振器は1個でよい

などの特徴がある。したがって局発の安定度は IF 増巾器の伝送特性よりの許容離調周波数を出ない程度に保てばよい。そのためクライストロン発振器は空胴共振器の共振周波数を標準とした sensing 方法<sup>(20)</sup> を使

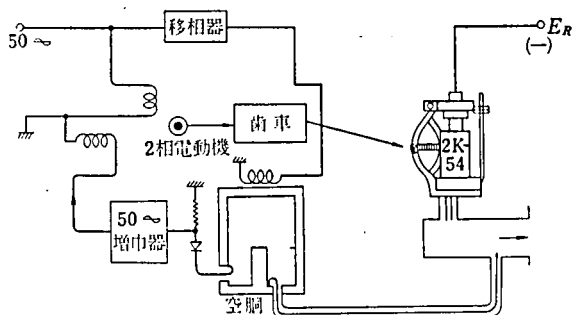


図 43 sensing 方法による局発 AFC 系統

用した。その系統図を図 43 に示す。この方式は周波数弁別器も不要で検波器も1個で簡単である。また制御の方法は機械的制御・電気的制御があるが前者は無定位置形で残留誤差も少く発振開始直後の漂動のごとく変動範囲の広いものに対しても追従できるので有利である。その死帯中は無変調のときは 4000 Mc に対しわずかに 5 kc 程度で自己引込範囲も 20 Mc である。

受信局発は 40 Mc の恒温槽に入つた水晶発振器とマジック T の周波数変換器で混合して得ているが、そのスプリアス周波数のレベルは局発レベルに対し -80 db 以下になるよう導波管変換器の特性を考慮している。

### 5.6.2 端局用局部発振器

端局および分岐局における局発は変調部における IF とともに非常に安定度を要す ( $\pm 100$  kc 以下)、その方式は恒温槽に入れられた  $f \approx 7$  Mc の水晶発振器より 594 通倍したマイクロ波を標準としてクライストロン発振器を制御する方式でその系統図を図 44 に示す。594  $f$  と局発出力とを混合して約 40 Mc とし、

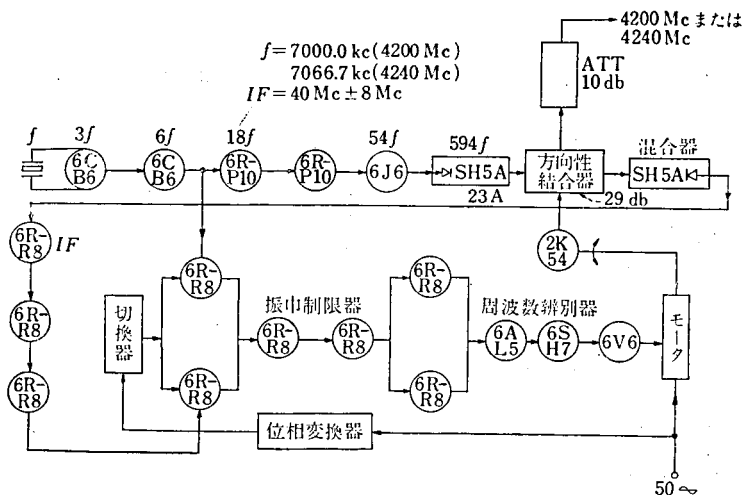


図 44 端局用局発系統

この出力と通信器の途中より  $6f$  をとり出し両方の波を  $50\sim$  で切換え、振巾制限後これを周波数弁別すれば、両者が合つておれば  $50\sim$  成分は出ず、もし中心周波数の上または下にずれていれば位相が  $180^\circ$  ちがつた  $50\sim$  成分が出る。これをもとの  $50\sim$  とともに2相の誘導電動機にかけ、クライストロン空洞調整ねじを機械的に回転し AFC を行っている。

### 5.7 入出力整合調整装置<sup>(6)</sup>

送受信の入出力の整合を測定するには、測定端子に図45に示すような入出力整合調整装置を付し、中継局用測定架と併用して図46に示すようにして測定する。帯域内の反射特性はマイクロ波対 IF、または IF 対マイクロ波の周波数特性とともにブラウン管上に2元的に指示させることができる。整合調整装置の方向性結合器は結合度約 20 db で、その方向度は測定しようとする電圧定在波比を  $1.05(=-32\text{ db})$  とすると、これ以上にとる必要があるゆえ、図45に示すような方向性調整ねじを調整して帯域内の方向度を約 40 db 以上によくしている。受信入力整合を調整する場合は鉱石のインピーダンスが実際受信状態と変わらないように  $-10\text{ dbm}$  以下の受信レベルで測定する必要がある。送信出力の整合を調整する場合は進行波管内の減衰器の先端の反射がきわめて小さい場合は非動作

時で測定してよいが、この反射が影響する場合は進行波管 4 W 86 を標準入力状態で出力最大になるようへリックス電圧を調整した後、前段 4 W 85 の雑音の影響を避けるため、そのへリックス電圧を下げその利得を小さくして送信出力の整合状態を測定する必要がある。

### 5.8 分波器<sup>(27)(28)</sup>

多くの無線チャンネルを並列に動作する場合は導波管分波器が必要である。これには Lewis 氏<sup>(27)</sup> が発表している定抵抗形分波器が最も適している。この系統図は図47のとおりで2個のハイブリッド結合器\*と

\* 野田：広帯域ハイブリッド結合器，通研研究報告B28，1951，1。

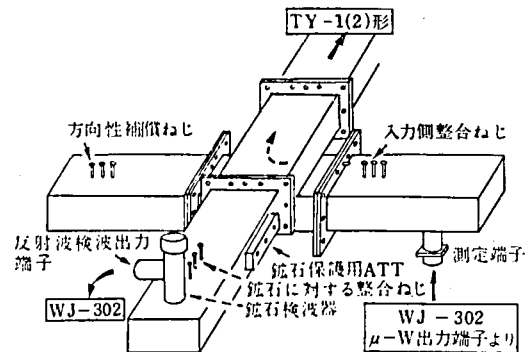


図45 整合調整装置

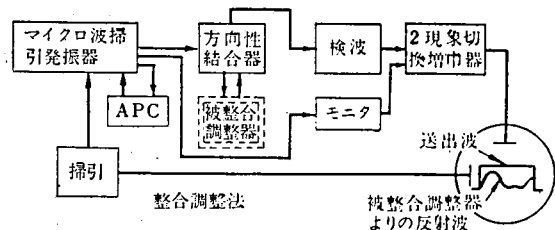


図46 反射特性測定系統

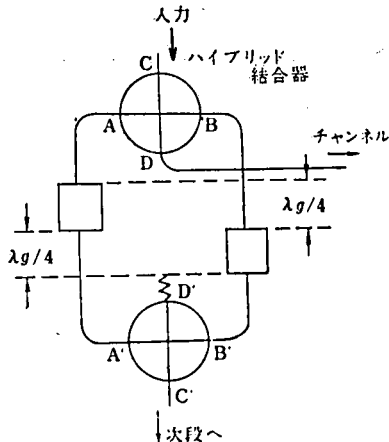


図 47 定抵抗形分波器系統

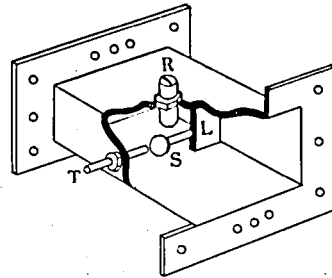


図 48 導波管阻止波器

$\lambda_g/4$ の行程差を有する2組の帯域阻止波器と分波入出力の整合を行う整合器とよりなっている。Cより入った波はA, B 2つに分れ, 阻止波器により反対された波は位相差が $\pi$ だけ異なって元のハイブリッドにもどるが, CにはもどらずDに出てくる。阻止波器で反射されない波は他のハイブリッド結合器で合成されC'よりつぎの分波器に進む。

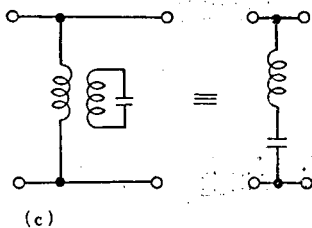
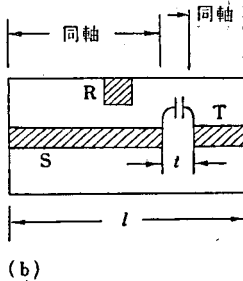
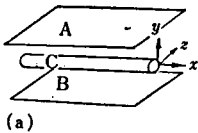


図 49 阻止波器説明

阻止波器は図48に示すようなものが3組ある。この動作は図49(a)においてAおよびB面を外部導体としCを内部導体とした $x$ 方向に伸びる同軸線と考える。A, B 間隔が $\lambda/2$ より小であれば $z$ 方向への輻射はない。Cの $x$ 方向の長さを $l$ でぎり両端を短絡し $l=n\lambda/2$  ( $n=1, 2, \dots$ ) とすれば共振する。 $l=58$  mm, A, B 間隔 = 29 mm にすれば共振波長は $\lambda_{01}=116$  mm,  $\lambda_{02}=58$  mm の2つになる。同図(b)に示すごとく中心導体Cを中心よりはずれた所でぎり間隔 $t$ をあけると共振周波数を下げることができる。これにRを入れると導波管の伝送波の電磁界は $x$ 方向の電界を生じ、回軸共振器の $x$ 方向の電界と結合を生ずる。その等価回路は図49(c)のようになり直列共振回路になる。S, T, R は共振点からずれた周波数において並列容量のように働く。そのリアクタンスを $x_e$ とすると全体のリアクタンス $X$ はつぎのようになる。

$$X = \frac{1}{\frac{2}{x} + \frac{1}{x_e}}, \quad x = Q \frac{2df}{f_0} \quad 68$$

$x=0$ で共振,  $x=-2x_e$ で反共振をおこす。ゆえにリアクタンス周波数特性で共振点の接線の反共振における交点は $-x_e$ を

与える (実際は  $\alpha_0 = -2.7$ )。これはリアクタンス周波数特性を左右非対称にする。これをさけるために図 48 に示すような誘導性サセプタンスを付すると左右対称になる。共振周波数を決定するには間隔  $t$  を調整する。またインピーダンスは  $R$  で調整できる。共振周波数の温度特性は材料を真鍮としてその線膨張係数を

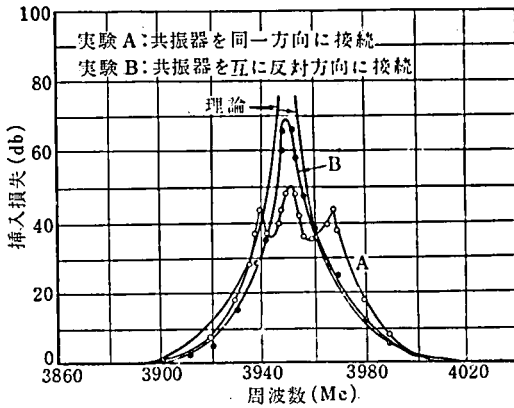


図 50 3 段ろ波器挿入損失特性

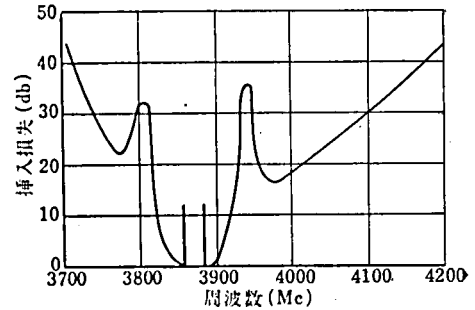


図 51 分波器チャンネル挿入損失

$2 \times 10^{-5}/\text{cm}$  とすると  $t$  の変化に対する共振周波数の変化は  $220 \text{ Mc/mm}$  ゆえ、周波数の温度特性は  $t \times 2 \times 10^{-5} \times 220 = 0.0044 t \text{ Mc}/^\circ\text{C}$  となる。このろ波器を 3 段組合した場合、通過域の挿入損失の偏差を 0.003 ネーバにおさえるとそれぞれの  $Q$  の値は  $Q_1 = Q_3 = 84$ ,  $Q_2 = 54$  となる。これを各段  $3\lambda_0/4$  に選んで組立てた場合の特性を図 50 に示す。これにより同じ方向に共振器を組んだ場合は、管内高調波による結合が多少存在して挿入損失が低下する。またろ波器に抵抗損失がある場合の挿入損失  $L_0$  は

$$L_0 = 20 \log_{10} (1 + Q_0/Q) \text{ db} \quad 69$$

となり、 $Q$  と  $L_0$  とより  $Q_0$  を求めると  $Q_0 = 1500 \sim 2000$  程度で周波数調整部の接触が最もこれにきく。

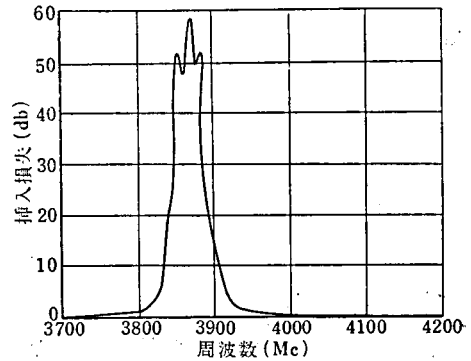


図 52 分波器特性

分波器全体の特性は分波チャンネルの挿入損失特性を図 51 に、入力と通過出力までの挿入損失特性を図 52 に示す。また 6 個縦続接続したときの各無線チャンネルの挿入損失を図 53 に、またそのとき入力側より測定した電圧定在波比を図 54 に示す。

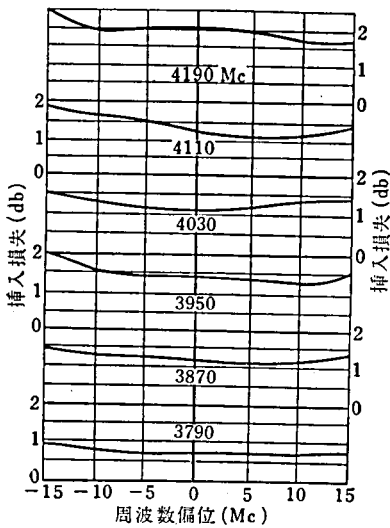


図 53 分波器電力伝送損失

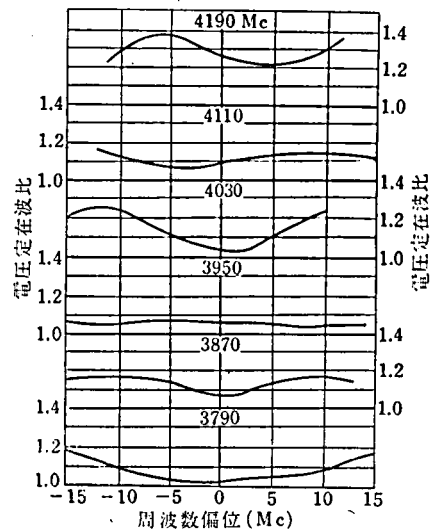


図 54 分波器入力定在波比

## 5.9 位相補償器

### 5.9.1 中継装置の遅延歪

中継装置の遅延歪は導波管共振器・IF 増巾器および 鈹石周波数変換器において発生するものがその大

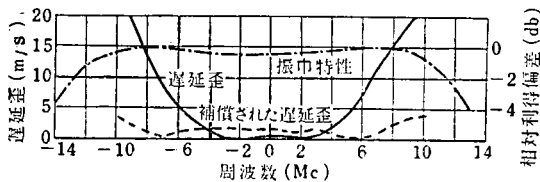


図 55 中継装置の増巾特性および遅延歪

部分であるが、この他に各部回路の不整合により生ずる遅延歪がある。したがって中継装置の遅延歪は、これらの各種の遅延歪が重畳して複雑な特性を示す。これは最初の中継装置の設計によつて、ほとんど決定されるが、真空管・鈹石変換器の取替え、中継装置全体の温度変化に

よつて若干変化する。

この遅延歪を補償するには位相補償器が用いられ上記の遅延特性を平坦にする必要がある。図 55 に中継装置全体の遅延特性を示す。

### 5.9.2 位相補償法<sup>(29)</sup>

広帯域 IF 増巾器に普通用いられる 2 重同調形結合回路に対し、単一同調回路はその通過域において逆方向の遅延特性を有する。これを利用して増巾段を兩種 1 組として位相補償を行いつつ増巾する方法がある。また 2 重同調形結合回路の結合度を変えたものと、単一同調回路とを適当に組合せた組の幾組かを合わせ、帯域内の位相特性をできるだけ直線に近づける方法がある。また導波管回路あるいは IF 回路で被補償遅延特性と逆な遅延特性を有する回路を挿入する方法がある。ここではすでに組立てられた中継装置の遅延

歪を補償するため、後者とくに回路の簡単な IF 位相補償回路を使用した。

### 5.9.3 全周波通過回路網による位相補償回路

ラチス回路において直列素子と並列素子と互に逆回路に選ぶと定抵抗回路となり、その位相定数は直列素子の位相常数で決定される。図 56 に示すラチス回路において映像インピーダンスおよび伝はん定数は次式のようなる。

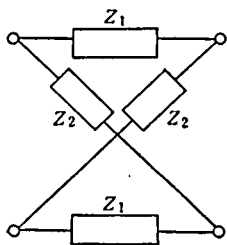


図 56 ラチス回路

$$Z_{01} = Z_{02} = \sqrt{Z_1 Z_2},$$

$$\theta = \alpha + j\beta = 2 \tanh^{-1} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}, \quad 70$$

いま  $Z_1 Z_2 = R^2$  に選べば全周波にわたり映像インピーダンスは純抵抗になり、 $\beta = 2j \tan^{-1}(X_1/R)$ ,  $\alpha = 0$  となつて全周波通過回路となる。

つぎに  $Z_1$ ,  $Z_2$  をつぎのように並列および直列共振回路に入らぶ。

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= jX_1 = -j \frac{L_1}{C_1} \frac{1}{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}, \\ Z_2 &= jX_2 = j \left( \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right). \end{aligned} \right\} \quad 71$$

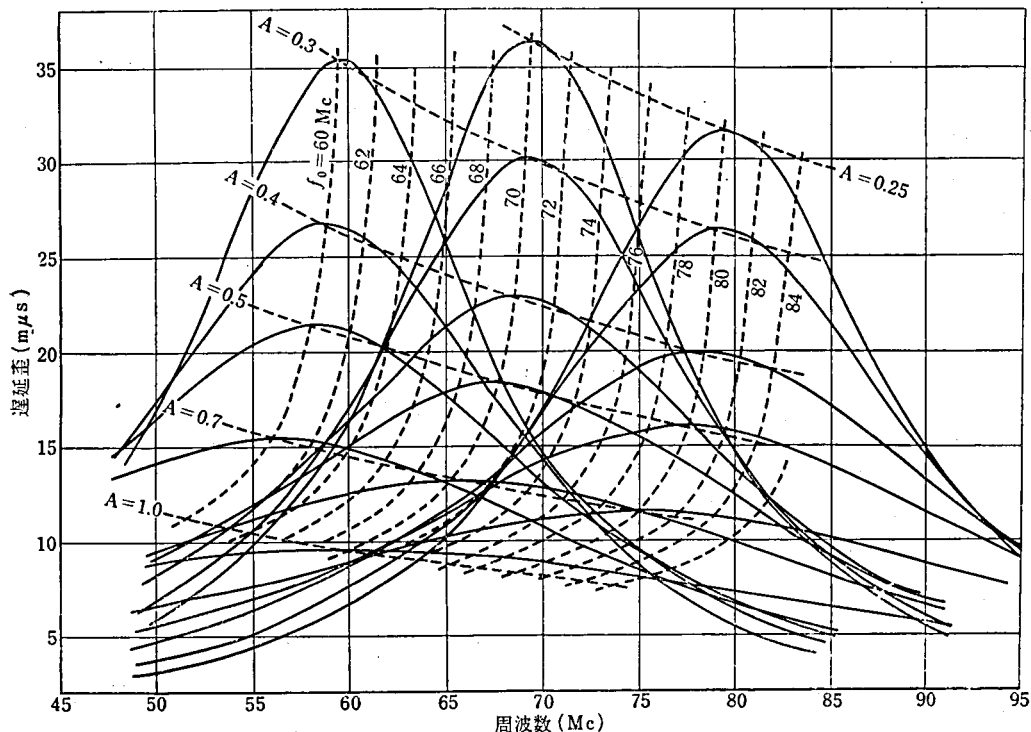


図 57 位相補償器設計曲線

補償回路の遅延特性は

$$\tau = \frac{d\beta}{d\omega} = \frac{A}{\pi f_0} \frac{F^2 + 1}{F^4 + (A^2 - 2)F^2 + 1} \quad 72$$

ただし  $A$  : 遅延常数

$F$  : 規準化周波数

$$= \frac{1}{\omega_0 C_1 R} = \frac{\omega_0 L_1}{R} = \frac{\omega}{\omega_0}$$

となり、変数  $f_0$  および  $A$  の函数で図示すれば 図 57 のようになり、 $\tau$  の極大点はずきの周波数で表わす。

$$f_{\max} = f_0 \sqrt{4 - A^2 - 1} \quad 73$$

このときの遅延時間はつぎのようになる。

$$\tau_{\max} = \frac{A}{\pi f_0} \frac{1}{\sqrt{4 - A^2} (2 - \sqrt{4 - A^2})} \quad 74$$

以上のように遅延特性の極大点は各素子の共振周波数より、やや低い周波数となり、 $A$  の増大とともにこの傾向は著しくなる。

#### 5.9.4 設計法

被補償回路の帯域内遅延特性およびその最小点の周波数とから  $A$  および  $f_0$  が 図 57 より決定される。一般に 1 段で補償できない曲率を示す場合は 2 段以上の補償回路を縦続接続して用いる必要がある。

いま各段の特性を式 72 に従い

$$\tau_1 = f(A_1 F_1 f_{01}), \quad \tau_2 = f(A_2 F_2 f_{02}), \quad \dots\dots\dots$$

とし  $\tau_1 + \tau_2$  の値が希望特性の指定点を通過するよう、この連立方程式から  $A_1, A_2, f_{01}, f_{02}$  を決定することができる。各素子は次式によって決められる。

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= \frac{AR}{\omega_0}, & C_1 &= \frac{1}{\omega_0 RA}, \\ L_2 &= R^2 C_1 = \frac{R}{\omega_0 A}, & C_2 &= \frac{L_1}{R} = \frac{A}{\omega_0 R}. \end{aligned} \right\} \quad 75$$

この場合  $R$  は任意に選ぶことができるが、つぎのことを考慮して決める必要がある。

- i) 同軸ケーブルなどにつながるときはその波動インピーダンス
- ii) 緩衝増巾器に接続のときはその所要利得
- iii)  $R$  を大にとると  $L_1, L_2$  は大に、 $C_1, C_2$  は小になるゆえ各素子は実現可能な適当値に選ぶ必要がある。

実際上の目的から 図 56 の回路を不平衡回路に変換すると 図 58 のようになる。この中で誘導結合がない (d) が最もよいと思われる。この中継装置の位相補償器は  $R=200 \Omega$  にえらんでいる。またこれで補償した結果を 図 55 に示した。

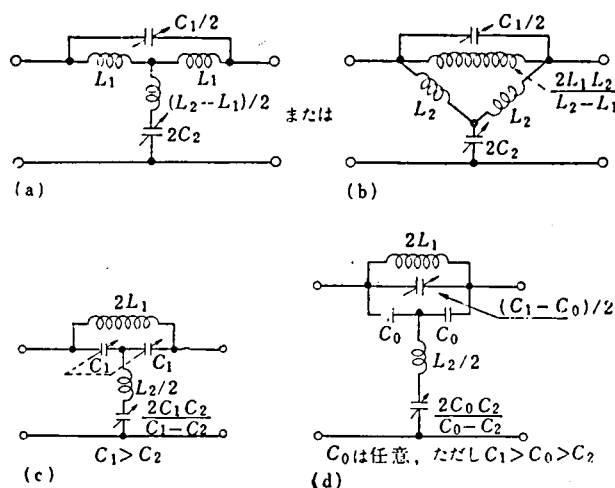


図 58 実際の位相補償回路

### 5.9.5 容量調整による特性

いま容量素子を変化して各回路の共振周波数を変えることにより遅延特性を左右に調整することができる。この場合  $C_1$  と  $C_2$  は同時に調整する必要がある。

$$\text{容量変化量} \quad \Delta C_1/C_1 = \Delta C_2/C_2 = a, \quad \text{共振周波数} \quad f_0' = f_0/(1+a),$$

となり  $\tau$  および  $f_{\max}$  は式 72, 73 において  $f_0$  を  $f_0'$  に,  $F$  を  $F'$  におきかえた値になる。すなわち遅延特性は同じ形のままで, その最大値の位置が図 57 における  $A$  一定の線上を  $f_0'$  に相当する位置まで移動する。ただしこの場合映像インピーダンスは  $R' = R/\sqrt{1+a}$  となり両端でインピーダンスの不整合を生ずる。

### 5.9.6 位相補償器による誤差

#### i) 終端インピーダンスの不整合

終端インピーダンス  $\dot{Z}_1$  および  $\dot{Z}_2$  を純抵抗と考える

$$\dot{Z}_1 = R(1+\Delta a_1), \quad \dot{Z}_2 = R(1+\Delta a_2), \quad \dot{Z}_{01} = \dot{Z}_{02} = R$$

$$\text{とし} \quad \frac{1}{2}\Delta a_1 = \Delta A_1, \quad \frac{1}{2}\Delta a_2 = \Delta A_2, \quad \Delta A_1 + \Delta A_2 = \Delta A, \quad \theta = j\beta$$

とすれば遅延時間の誤差は  $\Delta a_1, \Delta a_2 \ll 1$  として

$$2\Delta A_1 \cdot \Delta A_2(1-\Delta A) \cdot \frac{1-(A^2+2)F^2+F^4}{1+(A^2-2)F^2+F^4} \quad 76$$

となり, たとえば 10% の不整合がある場合は  $\Delta A_1 = \Delta A_2 = 0.05$  となり誤差は 0.45% である。つぎにこれを反射係数であらわせば

$$\text{遅延特性} \quad \tau = \frac{d\beta}{d\omega} \left( \frac{1-r_1^2 r_2^2}{1-2r_1 r_2 \cos 2\beta + r_1^2 r_2^2} \right), \quad 77$$

$$\text{振巾特性} \quad \delta = \frac{1}{\sqrt{1-2r_1 r_2 \cos 2\beta + r_1^2 r_2^2}}, \quad 78$$



となり図59に示す一例のような特性に大なる影響を与える。

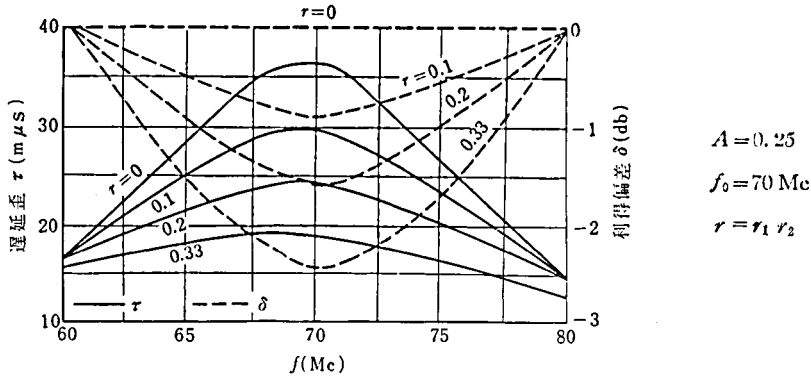


図 59 インピーダンス不整合の影響

## ii) 素子の損失の影響

$Z_1$  に並列抵抗  $R_1$ ,  $Z_2$  に直列抵抗  $R_2$  を考えるとそれぞれの  $Q$  を等しいとくと 映像インピーダンスは  $R$  となるも  $\alpha$  および  $\beta$  ともに変化をうける。

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \log_e \sqrt{\frac{\left(F - \frac{1}{F}\right)^2 + \left(\frac{1}{Q} + A\right)^2}{\left(F - \frac{1}{F}\right)^2 + \left(\frac{1}{Q} - A\right)^2}}, \\ \beta &= \tan^{-1} \frac{2A\left(F - \frac{1}{F}\right)}{\left(A^2 - \frac{1}{Q^2}\right) - \left(F - \frac{1}{F}\right)^2} \end{aligned} \right\} 79$$

となり  $\beta$  よりも  $\alpha$  の方が大なる影響をうける。しかし  $AQ > 10$  であれば実際にはほとんど問題ない。

## 6 変復調装置の設計とその特性\*

### 6.1 変調映像周波増巾器\*\*

電話信号の場合は尖頭レベル -2 db (486 ch の場合), TV 信号の場合は尖頭対尖頭値 1 ~ 2.5 V (同期負) が 75  $\Omega$  の同軸ケーブルで入り, これが可変減衰器 (最大 15 db) に入りこれを増巾して変調用クライストロン 2K54D の反射電極にかけ周波数変調をする。周波数変調の感度を 500 kc/V とすると, 電話および TV とともに出力に約 40 V ( $p-p$ ) ( $\pm 10$  Mc 周波数偏移可能まで考える。) 出ることが必要であるゆえ電話の場合は 46 db 以上, TV の場合は 52 db 以上の利得を必要とする。したがってこれには 3 段 (6CB6, 6CB6, 6R-P 10 $\times$ 2) の饋還増巾器を必要とする。また電話の場合は電話信号帯域で

\* 深海・内野: EP-1 形 FM 端局装置, 所内資料 (成-668), 1955.

\*\* 緒方・龜田・長田: ビデオ増巾器の設計法, 所内資料 (成-251), 1952.

28 db 以上の償還量を必要とする。また周波数特性は電話帯域で 0.5 db 以内、TV では 0.5 db 以内 (30 ～ ～ 5 Mc), 3 db 以内 (20 ～ ～ 6 Mc) を目標とした。この設計はまず  $\mu$  - 利得より各段の負荷を決め (とくに最終段は過負荷点を考慮して)、また償還量より陰極償還インピーダンスを決定し、償還利得が上記の値を満足することを確認した後、 $\mu\beta$  の周波数特性を上記の値に入るよう各回路常数が選択された。すなわち  $\mu\beta$  特性の形成は償還インピーダンスで行うことが比較的容易であるが平坦特性をうることが困難となるゆえ、遮断特性は 10 Mc 付近で 0 db を横切るようにし、償還インピーダンスは純抵抗とし中間段回路で補償を行い、自鳴余裕度を改善した。またこの入力には TV 信号が入つてこないときは回線故障と区別するため 5.75 Mc が自動的に入るようになっている。

## 6.2 クライストロン周波数変調器

変調器はとくに電子同調特性の良好な 2K54D なるクライストロンを使用し、さらに変調特性を直線化するため発振回路の負荷回路に適当な長さの回路を付し、その抵抗分とリアクタンス分を適当に調節し、いわゆるロングラインによる引張り現象を利用して補正を行っている。

### 6.2.1 プリングによる変調特性の改善

長さ  $l$  なる導波管の先端が短絡ピストンと可変減衰器で終端されている場合入力側よりみたコンダクタンスおよびサッセブタンスはつぎのようになる。

$$\left. \begin{aligned} g(\varphi, \Gamma_0) &= \frac{1 - \Gamma_0^2}{1 - 2\Gamma_0 \cos \varphi + \Gamma_0^2}, \\ b(\varphi, \Gamma_0) &= \frac{-2\Gamma_0 \sin \varphi}{1 - 2\Gamma_0 \cos \varphi + \Gamma_0^2}, \end{aligned} \right\} \quad 80$$

ただし

$\Gamma_0$ : 負荷の反射係数

$$= \frac{\sigma_0 - 1}{\sigma_0 + 1}$$

$$\theta = 2n\pi + 2n\pi \left( \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

$$= 2n\pi + \varphi$$

$$l = n\lambda_g/2.$$

クライストロン空洞の開けきにおけるサッセブタンスおよびコンダクタンスはつぎのようになる。

$$B(\omega) = \frac{\omega_0 C}{Q_E} \left( Q_E \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} + b \right),$$

$$G(\omega) = \frac{\omega_0 C}{Q_E} \left( \frac{Q_E}{Q_0} + g \right),$$

81

ただし

$\omega_0$ : 空洞共振角周波数

$C$ : 空洞の開けき容量

$Q_E, Q_0$ : 空洞の外部  $Q$  および無負荷の  $Q$ .

したがって発振周波数はつぎの条件によつて定まる。

$$\frac{Q_E \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} + b}{\frac{Q_E}{Q_0} + g} = \tan\phi,$$

82

ただし

$$\phi \simeq \theta_N \frac{\Delta V_r}{V_0 + V_r}, \quad \theta_N \simeq 2\pi \left( N - \frac{1}{4} \right)$$

 $N$ : モード数, $V_0$ : 空胴電圧 $V_r$ : 反射電極電圧, $\Delta V_r$ : 偏位反射電極電圧.

$Q_E 2\Delta\omega/\omega_0$  および  $b$  は  $\phi$  すなわち  $n$  が変化すると 図 60 に示すように変化する. これは  $\phi = 0$  におけるその微分が  $\Gamma_0$  によつて正・零・負の3つの場合が生ずる. 前2者は  $\phi = 0$  において湾曲点(3次微分 = 0)を生ずる. このとき  $g$  も最大となり変調特性を改善するに役立つ. このようにプリングがおこなわれている場合は  $B(\omega)$  の変化量を減少するように働く. これはちょうど真空管特性を制御するのにグリッド偏倚を利用するのと同様で 図 61 のとおりクライストロン出力に長さ 1 m 以上の導波管(途中に同軸を含む)を設け, その先を抵抗減衰器および短絡ピストンで終端する. これらの負荷は一般に不整合なかつ振巾が減衰器で, 位相が短絡ピストンで変化するインピーダンスを与える\*. 図 62(a) の曲線は整合負荷の場合の変調特性で(b)

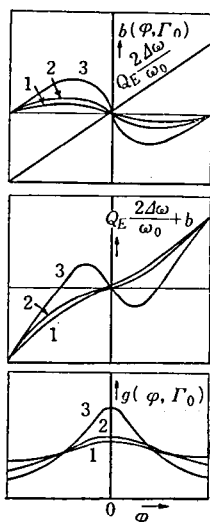
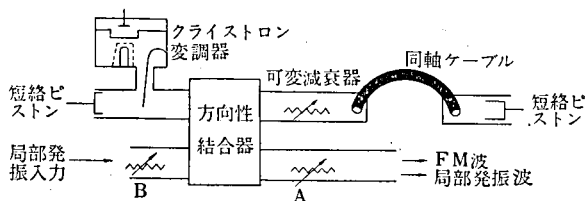
 $T_0$ : 1(正), 2(零), 3(負)図 60  $b$  および  $g$  と  $\phi$  との関係

図 61 クライストロン変調器出力回路

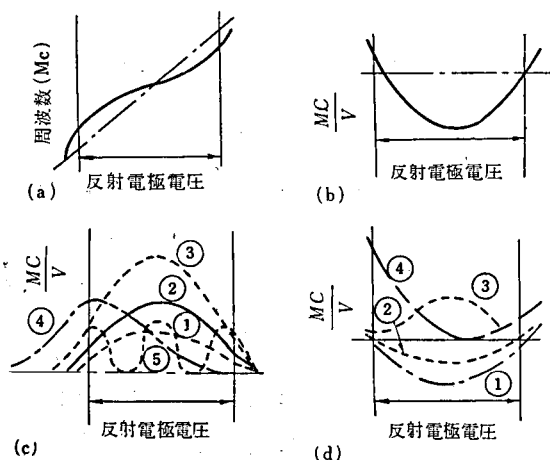


図 62 変調特性に対するプリングの影響

\* p. 504 の脚注(成-251) 参照.

はその微分特性である。(c)の①の曲線はこれを補償するに不十分な不整合曲線であり、②はちょうど補償するに最適の不整合であり、③は補償しすぎた不整合曲線である。④は②と同じ振巾であるが位相が異なり最適補償とならない場合で(b)と(c)の合成を(d)に示している。導波管の長さで定在波比は変調特性に重要な影響がある。すなわち導波管の長さが短かすぎるときは大きな定在波比を必要とする。これは発振出力の減少をきたし発振が不安定になる。また導波管の長さが極端に長いときは(c)の⑤のような曲線となり作動範囲中に屈曲点を生じる。したがって減衰器を変えると(c)の補償曲線は①②③のように振巾に影響し、短絡ピストンは最大補償点の位置を定めるものである。変調特性の直線性は微分特性でみるのが便利でこの装置の変調器の微分特性を 図 63 に示す。その安定度は微分特性の偏差を  $\Delta D$  とし、 $E_f$ ,  $E_c$  を線条電圧、空洞電圧とすると<sup>(3)</sup>

$$\frac{\Delta D}{\Delta E_f/E_f} \doteq 0.5, \quad \frac{\Delta D}{\Delta f/f} \doteq -150 \quad (\text{空洞変化に対し}), \quad \frac{\Delta D}{\Delta E_c/E_c} \doteq 2$$

で空洞変化に対する変化が大であるのは注意を要する点である。すなわち空洞の温度変化に対しては大きく変化する可能性があるゆえ変調管は恒温に保つことを考慮する必要がある。

### 6.2.2 周波数変換器との結合

変調器の FM された出力は一度 IF におとす方が得策である。これは変調管はその特性上一般のクライストロンより特性が微妙であるので、その発振周波数も固定しておいた方がよい(実際は 4300 Mc) また変調特性の微分特性を直視するには掃引周波数に追従する IF の AFC をもつ必要があり、尖頭周波数偏移を測定するにも IF に一度おとした方がよい。また復調特性の微分特性をしらべるにも別の掃引発振器を必要とする。以上の意味から局部発振器を置いて中継装置の接続の共通周波数である IF 70 Mc におとした方がよい。その結合の仕方は 図 61 に示すようにするおつぎの利点がある。

- i) プリング回路の調整部と周波数変換器との結合が少い。
- ii) 変調管と局発管との結合が少い。
- iii) 信号電波と局発電波とが同一回路に挿入され周波数変換器が簡単になる。

しかしプリング回路と局発、変調器と周波数変換器との結合には方向性結合器の方向度は利用できない。前者は反射波が小さい(約 -36 db)のでその影響は少いが、局発レベルを制御する意味で可変減衰器 B が入っている。後者は結合度の 2 倍だけその影響は緩和されるがプリング回路からの反射はきわめて小さいゆえ(約 -16 db) 周波数変換器からの反射も影響なしとしない。したがってこれを緩和する意味で減衰器 A (約 10 db) が入れている。つぎに方向性結合器は帯域内(4300 ± 10 Mc)の結合度は充分大きくとる必要があり(約 10 db) またその偏差も小さいことが必要である。したがって構造上の点も考え直列並列形のものを使用した。その方向度は約 22 db 程度である。

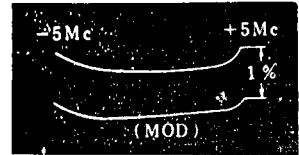


図 63 変調微分特性

6.3 IF の AFC 回路<sup>(33)</sup>

変調器からの FM マイクロ波と局発とを混合して得られた IF は電話信号に対してはその中心周波数を、TV 信号の場合は同期信号の先端部の瞬時周波数を一定におさえる必要がある。また前述のような変調器の微分特性を測定するためには 50 程度の掃引に対し充分追従できるような時定数を必要とするゆえ電氣的 AFC を使用せざるを得ない。TV 信号では同期先端の IF 瞬時周波数は 66 Mc になっているゆえ、図 64 に示す

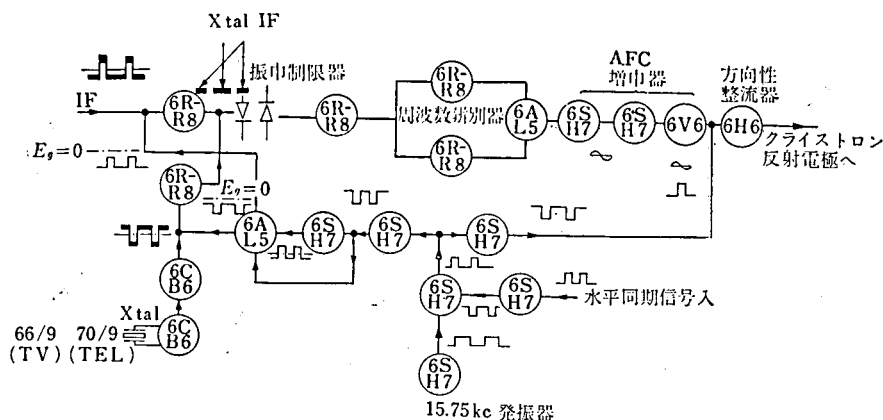


図 64 IF の AFC 系統

ように変調部のクランパから分離した水平同期パルスを整形・増巾し、このパルスで被制御 IF 信号と水晶より通倍された 66 Mc の基準周波数とを切替える。これらとともに鉱石振巾制限器にかけ両方のレベルをそろえた後、周波数弁別器にかけ、いまこの両方の周波数 ( $f_1$ ,  $f_2$ ) が異なっている場合はその出力には切替同期信号と同じ波形のパルスが出る。しかもこのパルスは  $f_1 > f_2$  と  $f_1 < f_2$  の場合により極性が反転する。その基本波 15.75 kc をとり出し増巾後方向性整流器にかけその変化部分を正・負の直流分になおしてクライストロンの反射電極に加える。電話の場合は基準周波数が 70 Mc とし、クランパの線条を開放しそれと同時に 15.75 kc の発振器が働く。この場合は周波数弁別器の入力には相当大なる周波数偏移 (約  $\pm 5.6$  Mc) を受けた波が入る場合もあるゆえ、応動範囲を充分にとつて周波数弁別器の尖頭周波数間隔は約 20 Mc になっている。また方向性整流器の出力に 15.75 kc がもれないようろ波器を付している。局発用クライストロンはループ利得をあげる必要上、また変調微分特性測定上電子同調感度のよい変調範囲の広いものが必要である。変調特性測定時には AFC の時定数を小さくするため  $V_0$  および  $V_9$  の出力に U リンクを付している。この方式は周波数弁別器の中心周波数が本質的に影響を与えない利点を有するが、両周波の振巾制限度、切換時の互の干渉などが誤差の原因となる。応動範囲はクライストロンによつてもちがうが普通  $\pm 10 \sim \pm 15$  Mc でそのループ利得は約 980 くらいで同期信号による周波数偏移が 2.4 Mc くらいまではほとんど周波数変化は認められなかった。

## 6.4 振巾制限器<sup>(32)</sup>

広帯域無線中継方式では変調周波数がきわめて高くなるゆえ従来のグリッドリミッタでは時定数が充分小さくとりえず、またプレートリミッタでは出力がきわめて小さい欠点を有する。したがって広帯域 FM の振巾制限器は図 65 に示すように鉍石検波器 1N56 の極性を逆にして 2 個同調回路に並列につなぐことにより充分目的を達しうる。2 個の鉍石の特性を図 66 のようにすると  $V_2 < E_c$  のときは  $V_1$  に比例した電流が得られるが、 $V_2 > E_c$  となると  $V_2$  の  $E_c$  より大なる電圧の部分に鉍石電流が流れそのため同調回路のインピーダンスが減少し  $V_2$  は振巾制限をうける。

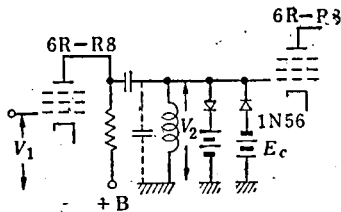


図 65 広帯域振巾制限器

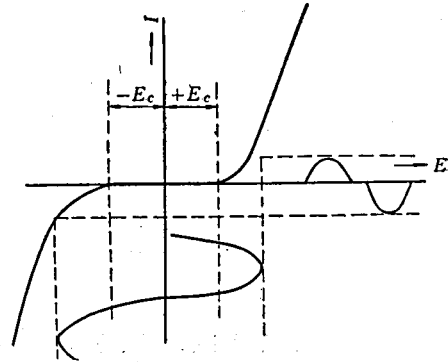


図 66 振巾制限器の説明

### 6.4.1 等価コンダクタンス

鉍石の特性を折線と考えると出力波の基本波振巾  $A$  は近似的につぎのようになる。

$$A = \frac{I}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega L} - \omega C\right)^2 + \left\{\frac{1}{R} + \frac{1}{r} \frac{2}{\pi} \left(\theta - \frac{1}{2} \sin 2\theta\right)\right\}^2}}, \quad 83$$

ただし  $r$ : 鉍石の正方向の抵抗

$$A \cos \theta = E_c, \quad \pi - 2\theta: \text{流通角.}$$

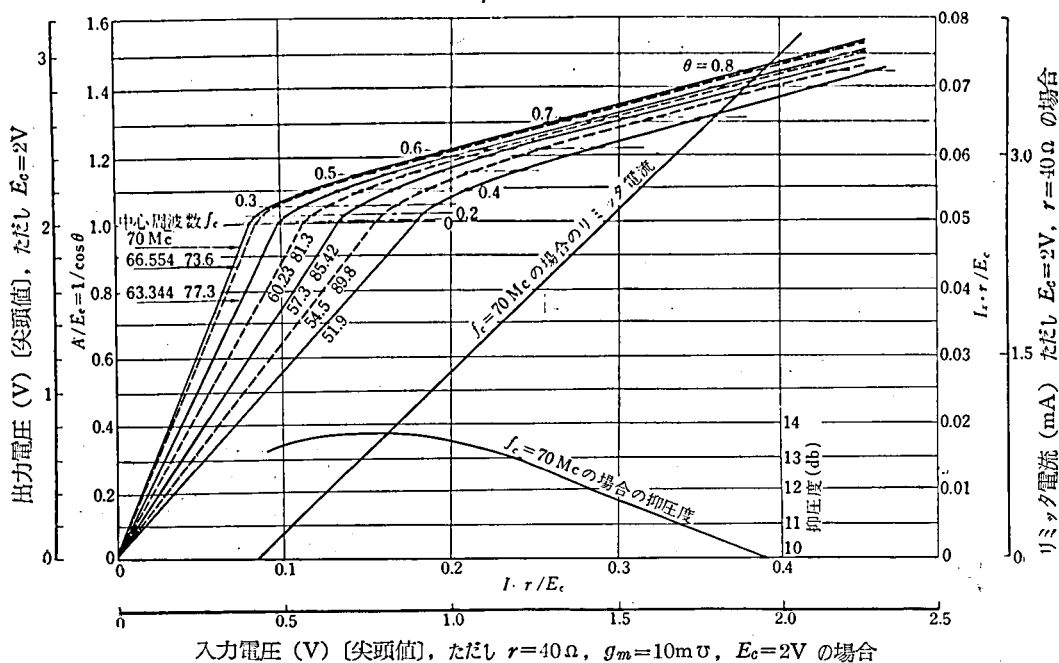
すなわち鉍石に電流の流れる影響として

$$\frac{1}{r} \frac{2}{\pi} \left(\theta - \frac{1}{2} \sin 2\theta\right) \quad 84$$

なるコンダクタンスが並列に入つたのと等価になる。このときの鉍石電流は次式のようにになる。

$$I_X = \frac{1}{2\pi} \frac{E_c}{r \cos \theta} (2 \sin \theta - 2\theta \cos \theta). \quad 85$$

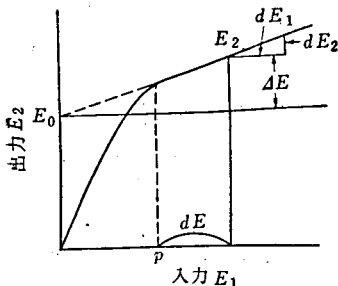
以上の関係を図 67 に示す。普通の良い鉍石として  $r = 40\Omega$ ,  $E_c = 1.6 + 0.4 = 2V$  くらいで振巾制限器の前段の格子において中心周波数  $1.5V$  で  $I_X \approx 1.5mA$ , で大体  $\theta = 0.6$  くらいである。



#### 6.4.2 振巾制限度

このような振巾制限器として注意を要する点は図 68 の動作点の位置と振巾制限度との関係である。

$$\text{振巾制限度} \quad K = \frac{\frac{dE_1}{E_1}}{\frac{dE_2}{E_2}} = 1 + \frac{E_0}{\Delta E} \quad 86$$



すなわち  $K$  は  $E_0/\Delta E$  が大きいほど大となる。すなわち  $\Delta E$  を小さくするよう動作点を選ぶ必要がある。しかし実際は入力小さい部分では飽和点をはずれるゆえ入力レベルの変動を  $dE$  とすると動作点は少なくとも  $dE$  以上大きい点に選ぶ必要がある。いま  $I_r r / E_c = 0.2$  に選んで入力が  $\pm 3\text{db}$  変化する場合は振巾制限度は図 67 より同調している場合はそれぞれ、14.3 db, 16.3 db で 5 Mc 離調している場合はそれぞれ 14.2 db の改善度が入られている。実際は充分振巾制限をきかすために 3 段 (振巾制限度約 40 db) にしている。

#### 6.5 周波数弁別器

振巾制限器の出力は 70 Mc の高調波を含んでいると考えられる。周波数弁別器の特性はきわめて広いゆ

え、2 倍の周波数の FM 波も検波し歪を大きくする可能性は大きい。したがってこれをとるため 1 段の緩衝増巾器をおく。2 同調形周波数弁別器は広帯域周波数弁別器として最も適している。図 69 に示すように直線性を調整するため真空管  $V_2$ ,  $V_3$  の  $g_m$  および同調周波数 (実際は 55 Mc, 85 Mc を中心に約  $\pm 2.5$  Mc) を調整できるようにしている。この 2 同調回路のそれぞれの  $Q$  は  $Q_1 = 2.03$ ,  $Q_2 = 2.7$  になっている。これは復調感度を考慮して  $Q_1$  (または  $Q_2$ ) を変数として 70 Mc に彎曲点 (3 次微分 = 0 になるような点)

がくるような  $f_1$  (または  $f_2$ ) を求め、つぎにこの相手側の同調回路の  $Q$  および同調周波数を直流成分が 0 になるように、すなわち

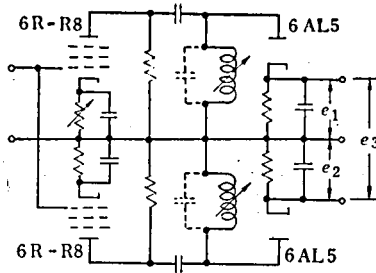


図 69 2 同調形周波数弁別器

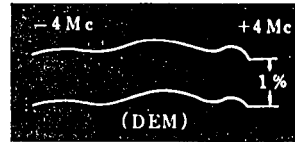


図 70 復調微分特性

上下の対称が完全なるように求めた。この場合の微分特性を図 70 に示す。つぎに歪の原因と考えられるものに  $V_2$  および  $V_3$  の真空管の非直線歪による 2 倍の高調波が周波数弁別されることによる歪と検波管  $V_4$  の非直線性による歪は注意を要する。前者は過負荷点の高い 6R-P 10 を使用しこれを避けている。後者は  $\pm 4$  Mc 周波数偏移のときは大体 14% の AM となり、また 2 極管 6AL5 に入るレベルは 3 ~ 5 V にかつている。普通傍熱管で 800 mV で約 60 db の歪率であるゆえこれによつて生ずる歪は問題にならない。つぎに復調感度は復調映像増巾器の雑音に対し最低周波数の通話路における  $S/N$  が満足するようにしなければならぬ。この点より 0.02 V/Mc 以上とした。

## 6.6 復調映像周波増巾器

周波数弁別器は感度約 0.02 V/Mc であるゆえ TV の場合は  $75\Omega$  で 1 ~ 2.5 V ( $p-p$ ) をうるには 8 Mc ( $p-p$ ) 周波数偏移の場合は約 24 db 以上の利得を必要とし、また電話の場合は +8 db のピークレベルをうるには 4 Mc 周波数偏移では約 21 db 以上 (変成器を含めて) の利得を必要とする。この利得をとるためには 3 段の負帰還増巾器を使用している。平衡周波数弁別器によつて検波された映像信号はなるべく平衡を保ちながら増巾する必要上復調映像増巾器は平衡形を使用することがのぞましい。

またこれには図 71 に示すように周波数弁別器などによつて生ずる不平衡成分を打消すような回路が考えられた。

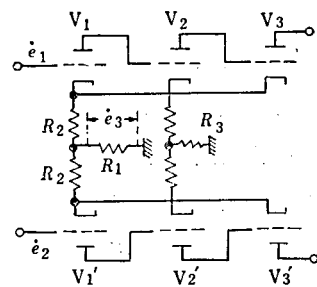


図 71 平衡形復調映像増巾器



$V_1, V_1'$  および  $V_3, V_3'$  の陰極回路に共通に抵抗  $R_1$  が入りこれにより自動的に平衡が保たれるようになっている。  $e_1, e_2$  をそれぞれの入力電圧とすると  $i_1, i_2$  および  $e_3$  はつぎようになる。

$$\dot{I}_1 = g_m(\dot{e}_1 - \dot{e}_3), \quad \dot{I}_2 = g_m(\dot{e}_2 - \dot{e}_3), \quad \dot{e}_3 = (\dot{I}_1 + \dot{I}_2)R_1.$$

これより  $\dot{e}_3 = (\dot{e}_1 + \dot{e}_2)/2$  (ただし  $g_m R_1 \gg 1$ ),

$$\therefore \dot{I}_1 = g_m(\dot{e}_1 - \dot{e}_2)/2.$$

したがって  $\dot{e}_1, \dot{e}_2$  の同相成分は打消しあうことになる。饋還インピーダンスは逆相電圧の状態では  $R_2$  のみが働くゆえ自鳴余裕度もこれについて考えればよいが、同相電圧に対しては  $2R_1 + R_2$  が饋還インピーダンスとなりまた平衡度をよくする点より  $R_1 \gg R_2$  である必要があるので、この饋還インピーダンスでは自鳴余裕度を非常に大きく (30 db 以上) とすることになり物理的に実現しえない。それゆえ同相成分が生じたとき2段目の局部饋還  $R_3$  がかかるようにしてその発生を防止した。設計は平衡度を除いては変調用の場合と同じであるゆえここでは平衡度についてのべる。

$$\dot{e}_1 = (\dot{I}_1 + \dot{I}_2)R_1 + \dot{I}_1 R_2, \quad \dot{e}_2 = (\dot{I}_1 + \dot{I}_2)R_1 + \dot{I}_2 R_2$$

これより

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{e}_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - \dot{e}_2}{2R_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}.$$

したがって  $R_2/R_1 \ll 1$  ならば  $I_1 = (e_1 - e_2)/2R_2$  となり同相成分は打消し合う。したがって平衡度は  $R_1/(R_1 + R_2)$  であらわすことができる。いま  $R_1 = 248\Omega$ ,  $R_2 = 7\Omega$  のとき、すなわち  $R_2/R_1 = 0.03$  のときは平衡度は 98% におさえられる。

つぎに周波数特性は電話信号帯域 (56 kc ~ 2.1 Mc) まで偏差 1 db 以下、TV の場合は 30 ~ より 5 Mc まで偏差 1 db 以下になっている。またこの間の振巾特性は数多くの急激な変化はなくこれより上の周波数帯域では下降特性になっている。

## 6.7 クランピング回路

TV 信号は本質的に直流分から数 Mc にわたる周波数成分を含んでいる。これを伝送する場合直流成分は普通増巾されない。また伝送回路の低周波数特性の悪いもの、また伝送回路にハムが重畳する場合にはそのままでは波形伝送上、帰線消去信号レベルおよび同期信号先端のレベルにうねりを生じ画像の品質を害する。これに対しある程度補正するのにクランパが用いられる。これには同期の先端をそろえるティップ クランパと帰線消去信号レベルをそろえるスイッチング クランパがある。前者は変調器の前、受像機などに多く用いられる直流再生回路である。後者は中継回路・放送設備などの波形匡正に多く用いられる。

### 6.7.1 直流再生回路

図 72 において同期パルスがくると  $C_1$  なる蓄電器が 2 極管を通じ充電され P 点にはある DC を生じそ

れが保持される。パルスがなくなると  $C_1$  の電荷は  $C_1(R_1+R_2)$  なる時定数で放電するが、その時定数は相当大であるのでこの DC はつぎのパルスがくるまでそのまま保持されて直流分を再生する。したがって  $C_1, R_1, R_2$  は適当な値に選ぶ必要がある。

### 6.7.2 安定化増巾器<sup>(34)</sup>

安定化増巾器のクランピング回路は正常に動作している状態では図 73 のようなスイッチング回路と等価になる。これにステップ電圧を加えると図 74 のように階段状の出力を生ずる。

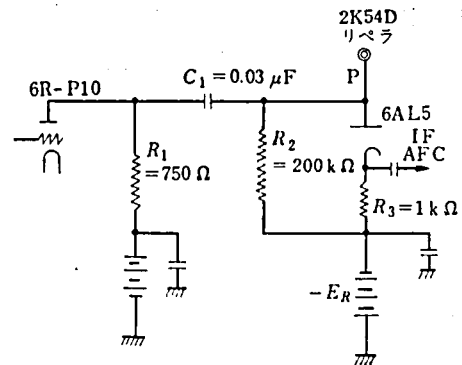


図 72 直流再生回路

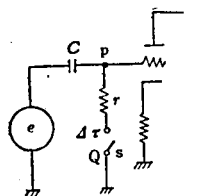


図 73 クランピング回路の等価回路

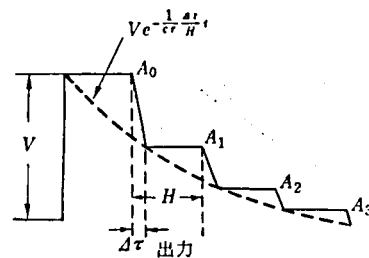


図 74 クランピング回路の波形

$$\frac{A_1}{A_0} = \frac{A_2}{A_1} = \dots = \frac{A_n}{A_{n-1}} = e^{-\Delta\tau/Cr} = \frac{1}{k}$$

87

ただし  $\Delta\tau$ : クランピングパルスの中。

いま帰線消去信号レベルがある時間関数  $V(t)$  で変化しているとき、安定化増巾器を通した後のクランプ直前の電圧を結んだ電圧曲線を  $V_{out}$  とするとこれはつぎの方程式を近似的に満足する。

$$\frac{dV_{out}}{dt} + \frac{k-1}{k} \frac{1}{H} V_{out} = \frac{dV(t)}{dt} \quad 88$$

ただし  $H$ : 水平走査時間。

$k$  と  $\Delta\tau$  との関係は図 75 のようになる。式 88 は図 76(d) のような  $CR$

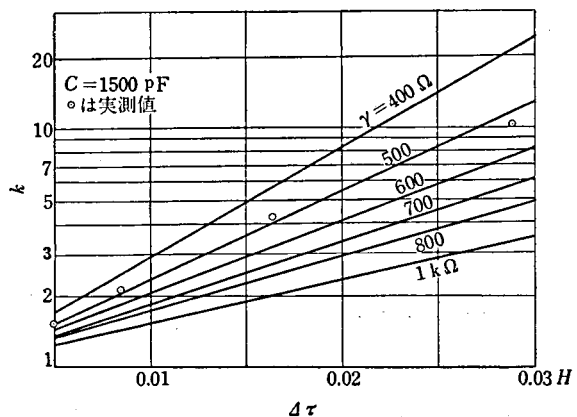
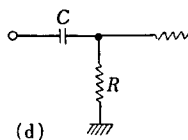
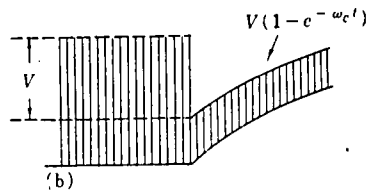
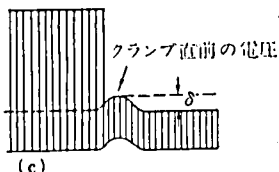
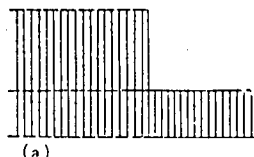


図 75  $\Delta\tau$  と  $k$  との関係

回路に  $V(t)$  を加えたときの出力の微分方程式と同じである。したがってつぎのようになる。

$$\frac{k-1}{k} \frac{1}{H} = \frac{1}{CR} = 2\pi f_c = \omega_c. \quad 89$$



(a) (d) の入力波形

(b) (c) の出力波形

図 76 CR 回路の TV 出力波形

また クランプ直後の点を結んだ電圧曲線は  $V_{out}/k$  となる。

つぎに 図 76 (d) のような低周波特性を欠いた回路に (a) のような映像信号を加えると出力波形は (b) のようになり 帰線消去信号のレベルが  $1 - e^{-\omega_c t}$  でもち上る。これを安定化増巾器を通すと (c) のような波形となる。

$$\delta = \left( \frac{V_{out}}{V} \right)_{\max}.$$

は式 88 を利用してつぎのようになる。

$$\delta = \frac{\omega_c}{\omega_0 - \omega_c} \left( e^{-\frac{\omega_c}{\omega_0 - \omega_c} \log \frac{\omega_0}{\omega_c}} - e^{-\frac{\omega_0}{\omega_0 - \omega_c} \log \frac{\omega_0}{\omega_c}} \right). \quad 90$$

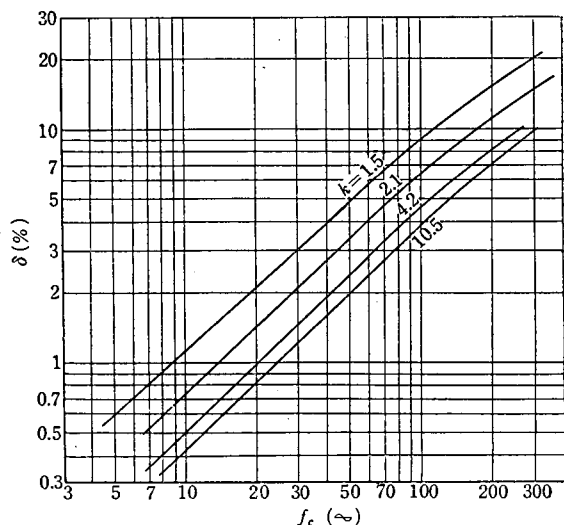


図 77  $f_c$  と  $\delta$  との関係

この関係を 図 77 に示す。

$\delta \leq 1\%$  とすると  $k = 4$  として、

$f_c \leq 20 \sim$  でなければならない。

つぎにリップルに対する抑制度  $S$  は式 88 をもちいて解くとつぎのようになる。

$$S = 2\pi \frac{k}{k-1} \frac{f}{f_c} \quad 91$$

ただし  $f_c$ : 水平走査周波数

15.75 kc

$f = \omega/2\pi$ : 加わつたリップル周波数

図 78 に  $f = 100 \sim$  のときの  $S$  と  $k$  の関係を、図 79 に  $k$  の種々の値に対する  $f$  と  $S$  との関係を

示す。実験的にも満足すべき近似を得ている。

つぎに設計上注意すべき点は同期分離と入力側からとると同期の不揃いに対し  $f_c = 79 \sim$  が限界であるのに対し、クランプされた後より分離した場合は少しでも入力信号があれば安定に働くゆえ後者の方がすぐれている。またクランピングパルスの中は大きいほど  $k$  が大であるが誤動作をおこさないため  $0.03 H$  くらいが適当である。またクランピングパルスは整形する必要がある。それには先端をクリップしかつ垂直同期信号期間中の同期信号の不同一性のため充分低周波まで通すようにすべきである。

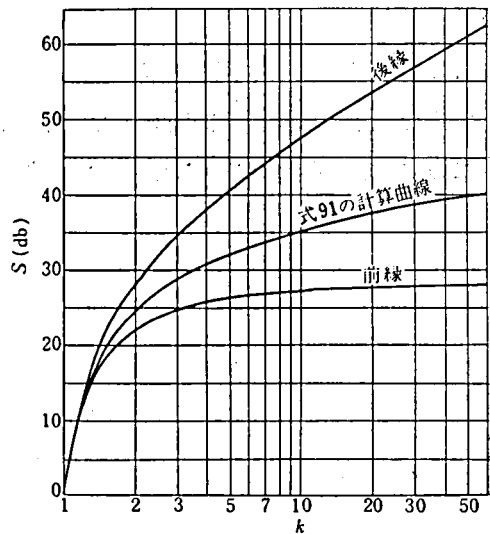


図 78  $f=100 \sim$  のときの  $S$  と  $k$  との関係

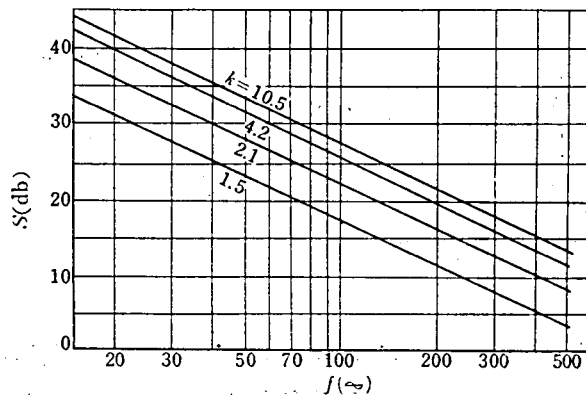


図 79 リップル抑制度の周波数特性

## 7 総 合 特 性\*

広帯域マイクロ波中継装置の総合試験としては 1953 年 9 月～10 月所内で搬送端局と組合せて第 1 次の超多重試験を行い、ついで同年 11 月～12 月、円海局と双子局との間で空中線と組合せて超多重電話および TV の中継について空中線結合も合した第 2 次の試験が行われた。第 3 の試験は東名阪で施設完了した装置を使用して 1954 年 1 月～3 月まで各装置の試験および超多重電話 TV の中継総合試験が開通試験の一環として行われた。開通後も約 1 年間種々な試験が行われた。ここではそのおもなものを報告する。

\* 深海・吉田・内野：広帯域マイクロ波中継回線試験結果報告，所内資料（成-569），1954。

## 7.1 超多重電話試験

### 7.1.1 EP-1形 FM 端局装置の総合特性

変調および復調の微分特性は図63および図70のように1%以下である。その遅延歪は20Mcの帯域において約12m $\mu$ s程度である。この状態で2次結合波歪率を図80に示す。これを位相補償すれば2m $\mu$ s

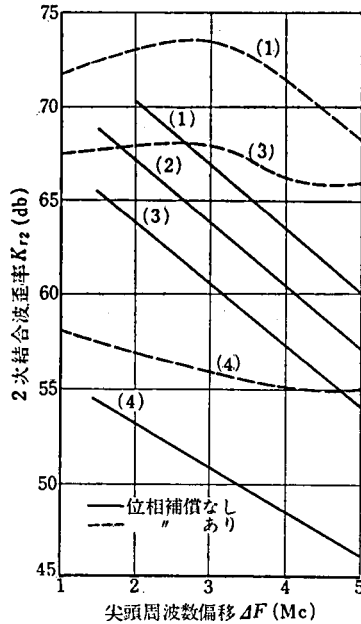


図80 EP-1形結合波歪率

$P, Q$  2つの変調周波数

(1)  $P=100\text{kc}$  } 60kc  
 $Q=160\text{kc}$

(2)  $P=100\text{kc}$  } 120kc  
 $Q=220\text{kc}$

(3)  $P=100\text{kc}$  } 180kc  
 $Q=280\text{kc}$

(4)  $P=100\text{kc}$  } 450kc  
 $Q=550\text{kc}$

に改善でき歪率は前の場合に比し450kcにおいて約9db改善が行われ、過負荷点が延びると同時に歪率の曲線が単調でなくなり、結合波周波数が低くなると非直線歪におさえられ、周波数による歪率の差が直線的でなくなり接近してくる。

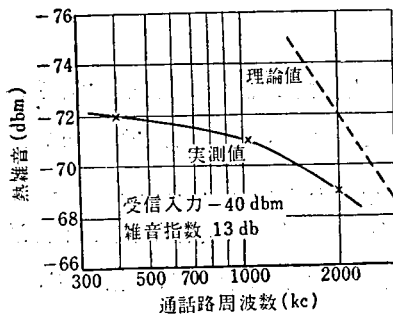
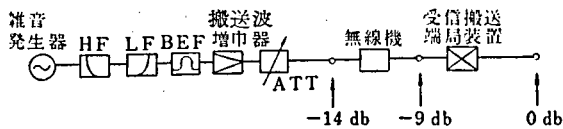


図81 熱雑音周波数特性

### 7.1.2 TY-1形 FM 送受信装置の総合特性

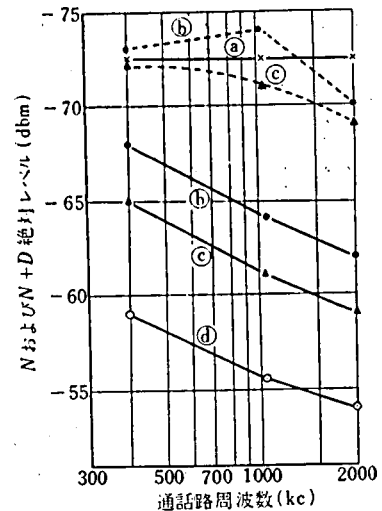
TY-1形FM送受信装置の遅延歪を図55に示す。これとFM端局装置と組合せて熱雑音を測定した結果を図81に示す。このときの受信入力は一40dbm、雑音指数は13dbである。周波数の低いチャンネルでは搬送端局または無線端局の映像増巾器におさえられ-72dbに漸近する。周波数が高くなるに従いいわゆるFM雑音になり計算値と接近してくる。また受信入力による雑音の変化は大體理論値とよく一致し、臨界受信入力は-78dbm <

らいて計算値とはよくあつている。つぎに雑音負荷方法により準漏話試験を行った。雑音負荷信号の標準レベルを  $-14$  db (r. m. s.) したがつて尖頭値  $-2$  db でその尖頭周波数偏移を  $\pm 5.6$  Mc にしたときの各通話路の熱雑音  $N$  と準漏話雑音  $D$  との和を測定した結果を図 82 に示す。図中の © と (d) とは約 8db 改善されている。これはさきに測定された



- 2 Mc, 1 Mc, 400 kc の各通話路の熱雑音と準漏話雑音の絶対レベルを 0 dbm の点で平坦レベル計にて測定
- 実線  $N$  (熱雑音) (db)  
点線  $N+D$  (準漏話+熱雑音)

図 82 各通話路の熱雑音と準漏話雑音



## 2. 測定区間

- 搬送端局折返し
- 無線端局折返し(位相補償器なし)
- 無線中継装置折返し(位相補償器あり)
- 同上(位相補償器なし)

遅延歪の改善度から推定される値に比較的近い。

## 7.1.3 給電線における反響歪による準漏話雑音

送受信機装置に長給電線(長さ 35.28m, 23.28m,

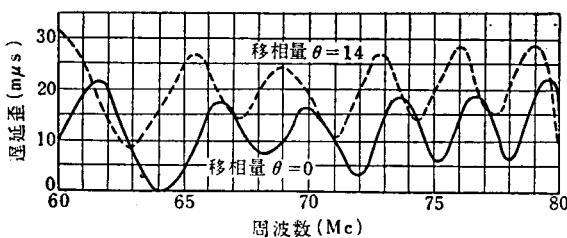


図 83 反響による遅延歪(給電線長 35.28m)

11.28m) をつなぎ、その反響減衰量を  $-27.6$  db の状態で反響歪による準漏話雑音を測定した。そのときの反響遅延歪を図 83 にまたこれによる各通話路の雑音量を前と同じ状況で測定した結果を図 84 に示す。図中理論値は W. J. Albersheim<sup>(15)</sup> による計算式を用いたもので、比

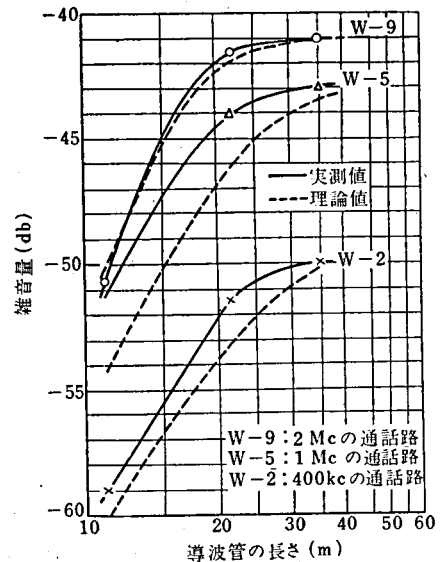
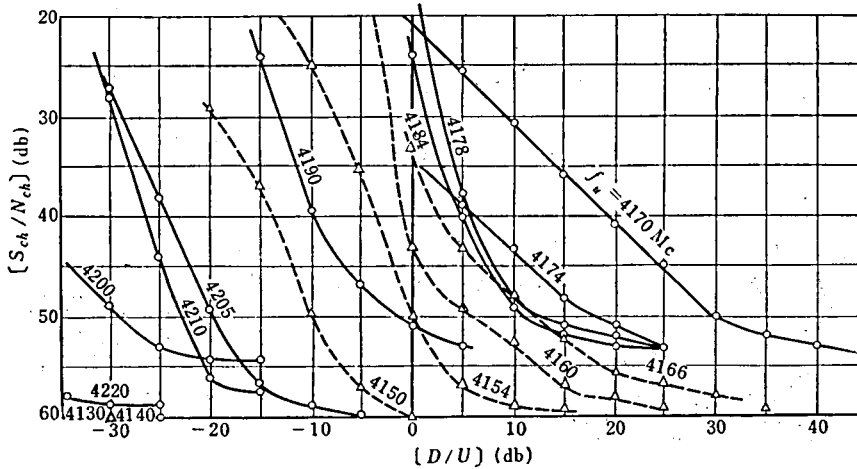


図 84 反響歪による準漏話雑音

較的によく一致している。また移相器で位相を変化すると  $\pi/2$  ごとに2次歪と3次歪の最大点が交互にあらわれる。実際は2次歪が大であるので位相を適当にすれば雑音量が少くなる点がある。

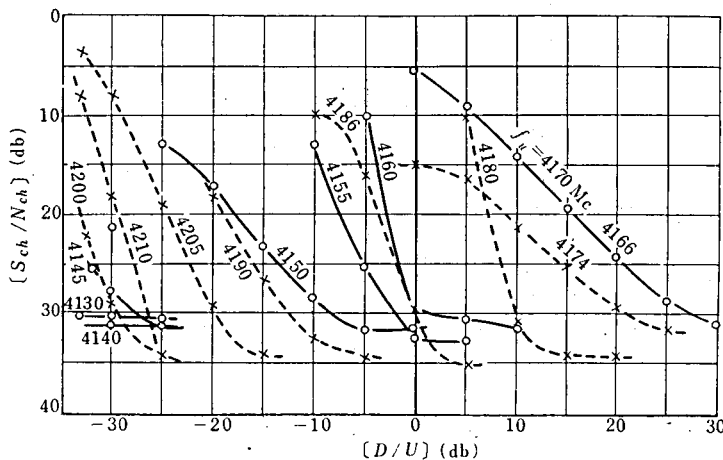
#### 7.1.4 中継装置の干渉実験

受信機の入力に方向性結合器で無変調の干渉波を結合して希望信号は尖頭周波数偏移  $\pm 4$  Mc の雑音負荷を行つた。このときの希望信号の受信入力レベルは  $-40$  dbm であつた。干渉信号が無変調の場合の  $D/U$  と  $350$  kc と  $2$  Mc の通話路の  $S/N$  を図 85 の (a), (b) に示す。同図 (c) に干渉信号を変



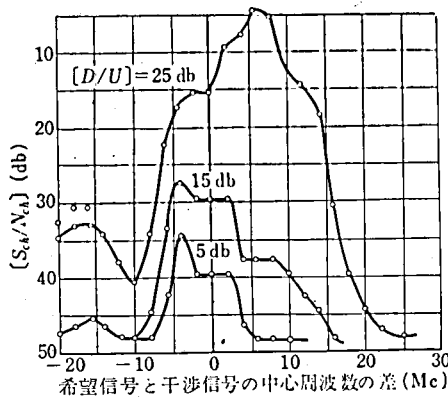
希望信号：周波数=4170 Mc 受信入力レベル=-40 dbm  
 尖頭周波数偏移=±4 Mc 変調周波数=雑音負荷信号  
 干渉信号：無変調

(a) 干渉信号無変調の場合の  $f_s = 350$  kc における干渉雑音



希望信号：周波数=4170 Mc 受信入力レベル=-40 dbm  
 " 尖頭周波数偏移=±4 Mc 変調周波数=雑音負荷信号  
 干渉信号：無変調

(b) 干渉信号無変調の場合の  $f_s = 2$  Mc における干渉雑音 (通話路周波数 2 Mc)



希望信号：尖頭周波数偏移=4 Mc

変調周波数=雑音信号

干渉信号：尖頭周波数偏移=4 Mc

変調周波数=350 kc

図 85 (c) 干渉波変調した場合の干渉雑音 (通話路周波数=350 kc)

調周波数 350 kc, 尖頭周波数偏移 4 Mc のときの同じ関係を示す。

### 7.1.5 東名阪マイクロ波回線試験結果

東京と大阪間の実際施設されたマイクロ波回線について総合試験が行われた。

#### i) 遅延特性

各局の中継装置は標準調整を行つた後 (ただし送信出力回路の整合は非動作時の状態でとる), 位相補償器を挿入しない状態で東阪間の総合遅延特性を測定すると図 86 の (a) の曲線になりその遅延歪は上り下りとも約 300 mμs であつた。この遅延特性を補償する場合各中継装置ごとに所要帯域にわたりできるだけ平坦になるよう補償し, かつ受信端局において回線全体の残留遅延歪を補償するのが最もよいが, 今回は位相補償器を受信端局に集めて回線全体の遅延特性を補償しよう調整した後位相補償器を各中継装置につける方法がとられた。その結果 図 86 の (b) 曲線のように

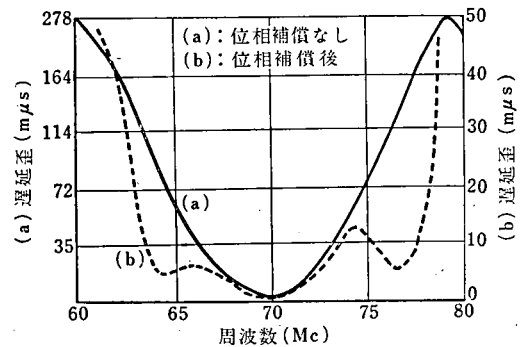


図 86 東阪回線 (上り) 遅延特性

なつた。±6 Mc の範囲内が大体補償されているも多少の凹凸が残っている。これは曲率が合わないためにのこる残留遅延歪と, 空中線系の反響歪によるものが残っているものと考えられる。この遅延特性の安定度は伝ばん中の遅延歪の変化, 中継装置の温度変化によるもの, 周波数変化によるもの, 真空管・鉱石の変化によるものなどが考えられるが, このうち中間中継局の局発周波数の変動, 進行波管 4W85 の入力整合状態の変化はいずれも遅延特性のベースラインが傾く程度である。また送信端局の送信周波数がずれた場合はその後の



遅延特性が支配的であるゆえ遅延特性の中心周波数がずれたのと同じように変化する。しかし分岐局の局発がずれた場合は送受別の局発を使用している

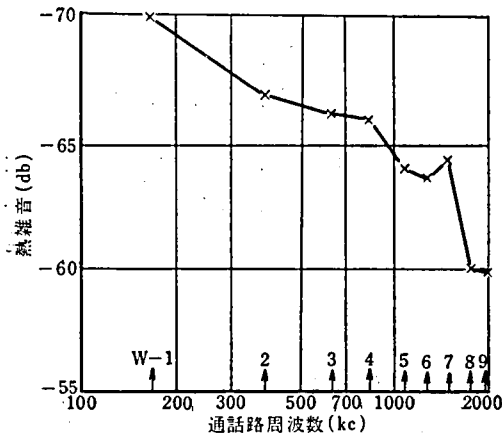
ゆえ遅延特性は大きく変化する。

## ii) 熱雑音分布特性

図 87 に示すとおり大体正常な三角雑音分布を示している。低周波の通話路では搬送端局の雑音がかいて傾斜がゆるくなっている。その値も図 81 の値より 9 中継なるゆえ約 10 db 近く悪くなっている。

## iii) 雑音負荷試験

測定系の系統図とレベルダイヤを 図 88 に示す。搬送端局出力  $-2\text{ db}$  の正弦波のとき  $\pm 4\text{ Mc}$  周波数偏移のようにレベルセッティングを行つた。したがつて  $0\text{ dbm}$  試験音のときの r. m. s. 周波数偏移は  $23\text{ db}$  下つて ( $486$  通話路に対して)  $280\text{ kc}$  であ



1. 測定端子  
2 Mc, 1 Mc, 400 kc の各通話路の熱雑音を  $0\text{ db}$  点で測定
2. 測定器  
測音 3 号雑音電圧計
3. 強制同期  $28\text{ kc}$  パイロットあり

図 87 雑音分布特性

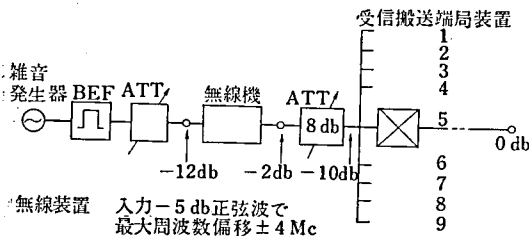


図 88 レベルダイヤと測定器の諸条件

帯域阻止る波器 B E F	中心周波数 (Mc)	雑音発生器周 波数特性(db)
A 帯域	0.12以下	-17.5
B "	0.4	-18.3
C "	1.07	-18.3
D "	2.05	-17.7

る。そのときの搬送端局出力レベルは  $-25\text{ dbm}$  である。486 ch のアクティブチャンネルは約 120 ch ゆえ、各チャンネルの雑音負荷を  $-10\text{ dbm}$  とすると 486 ch の全負荷は  $11\text{ dbm}$  となる。したがつてこのときの r. m. s. 周波数偏移は約  $1.25\text{ Mc}$  となる。それゆえ搬送端出力には  $-12\text{ db}$  の平たん雑音を加えればよい。そのときの雑音信号の尖頭周波数偏移は約  $5.6\text{ Mc}$  である。このようにレベルセッティングをして各通話路 (A, B, C, D の各通話路) の雑音を測定した結果を図 89 に示す。最高通話路で約  $-54\text{ dbm}$  の雑音で、規格値  $-51\text{ db}$  より約  $3\text{ db}$  小さくなっている。

つぎに送出レベル (周波数偏移) を変化して雑音量を測定した結果を図 90 に示す。送出レベルの低いところではほとんど熱雑音でおさえられ、レベルが上るに従い  $45$  度の線 ( $6\text{ db}$  上ると  $6\text{ db}$  上る) で直線的に上

り、熱雑音と準漏話雑音とが等しい点で飽和状態となりそれより準漏話雑音の方がきいてきて雑音量がしだいに悪くなる。準漏話雑音の部分は最初は送出レベルに比例して雑音量が大になるもしだいに送出レベルの増加の2倍で下り終りには各チャンネルともほとんど同じ雑音くらいにまで下る。これは最初は2次歪がきき、しだいに3次歪が大となり、終りには非直線特性の過負荷点に集中する。つぎに

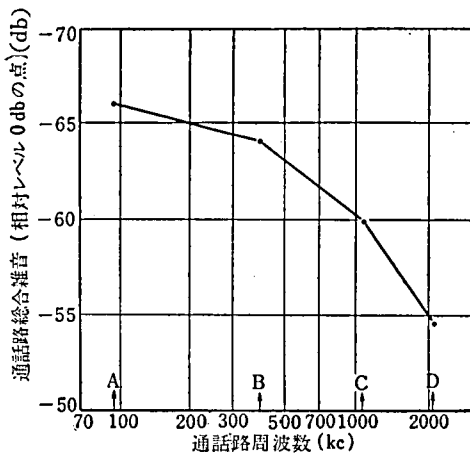


図 89 東阪間(上り) 雑音負荷試験における各通話路雑音(位相補償後)

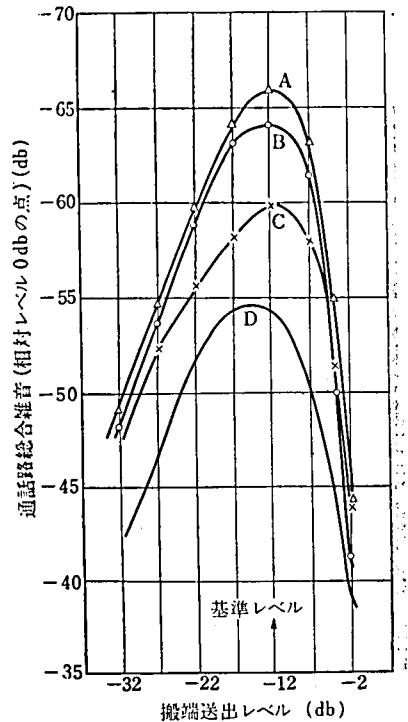


図 90 送出レベル(周波数偏移)を変化したときの A, B, C, D 帯の各通話路雑音

位相補償器がある場合とない場合の雑音について下り回線で測定した結果を図 91 に示す。同一送出レベル(-12db)では約 9 db くらい雑音量に差があり位相補償器の効果はきわめて大である。

送信周波数を変化した場合を下り回線について測定した結果を図 92 に示す。位相補償器のない場合は雑音量全体が悪くなると同時にきわめて尖鋭に変っている。この曲線によっても位相補償器の効果はきわめて大きい。

#### iv) プレエンファシスの効果

FM 方式の超多重電話中継に対して熱雑音および遅延歪による準漏話雑音はともに周波数の高い通話路ほど雑音が多くなる。したがって各通話路の信号対雑音比を一樣にするため、電話信号回路(無線端局と搬送端局との間)に No.1 より No.4 まで 4 種類のプレエンファシス回路を付し、図 93 に示すような S 字形のプレエン

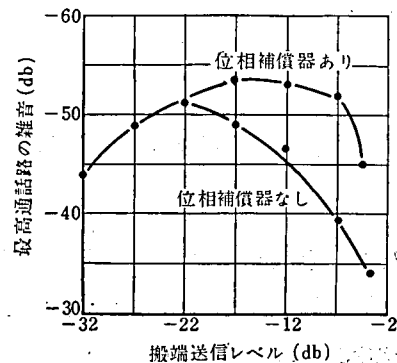


図 91 位相補償器の準漏話雑音に対する効果(下り回線)

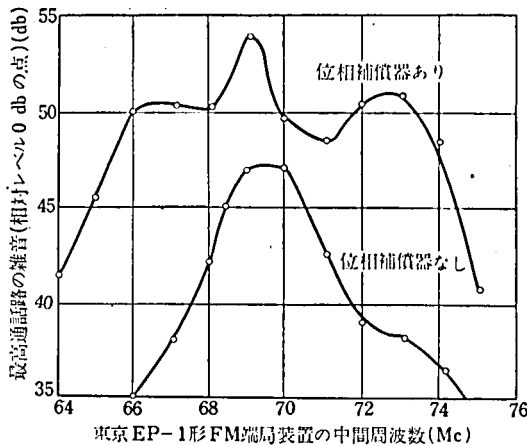
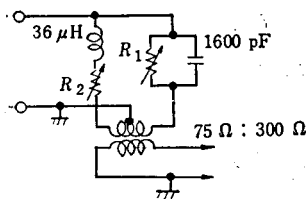


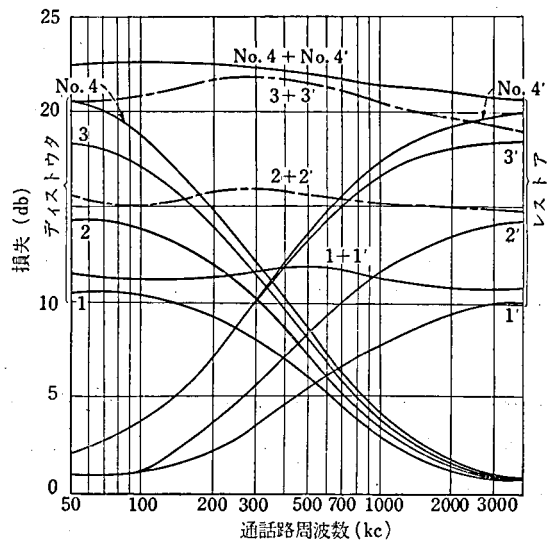
図 92 通話路雑音に対する送信周波数変化の影響(下り回線)

1. 最高通話路の雑音を 0 db 点で測定した
2. 測音 3 号雑音電圧計使用
3. 東京搬端送出レベル -12 db 一定

	$R_1(\Omega)$	$R_2(\Omega)$
No. 1	290	80
2	225	100
3	195	120
4	185	125



(1)



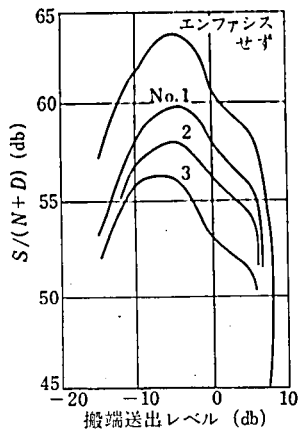
(2)

図 93 プレディストルクおよびレストアの周波数特性

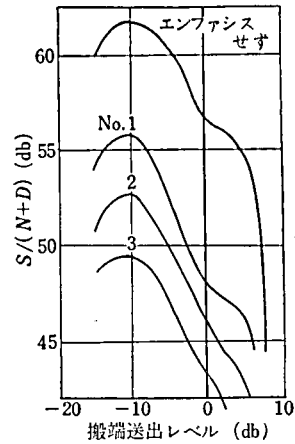
ファシスを行つた。その結果 A, B, C, D 各帯域の通話路の  $S/(N+D)$  は図 94 のようになる。この結果 D 帯域は約 2db 改善されているが A および B ではかえつて悪くなつてゐる。これは比較的低いレベルのところではプレエンファシスを行つたのでその後の非直線歪のため、低い周波数の通話路の準漏話雑音が悪くなつたためと考えられる。プレエンファシスの傾斜は No. 1 のものが最も適していた。

#### v) 2 周波歪率試験

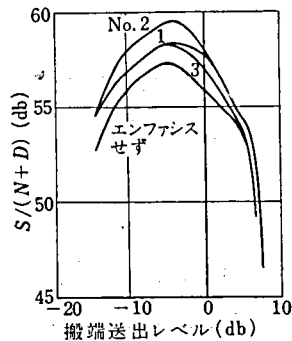
パイロット信号およびリングによる漏話は耳につきやすい。FM 方式ではこの 2 周波の結合波による漏話は 2



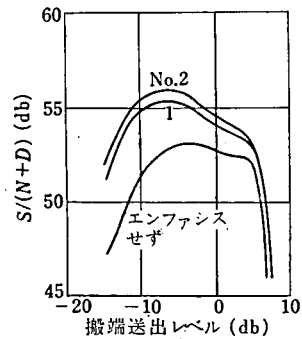
(a) A周波数帯域



(b) B周波数帯域



(c) C周波数帯域



(d) D周波数帯域

図 94 プレエンファシスの効果

周波の差に比例するゆえ、差の最も大きい 28 kc パイロット信号と最高通話路との結合波が最も大である。パイロット信号のレベルはできる限り低い方がのぞましいが、搬送端局の設計上、 $-35$  dbm (各通話路試験音のレベルより 10 db 低い) とし、他の 1 周波の搬送送出レベルを変化して 2 周波歪率試験を行った結果を図 95 に示す。上り回線では  $-58$  db, 下り回線では  $-50$  db であった。2 次歪率としては平たんな特性曲線になるはずであるが、高い送出レベルのところでは高次の項がきいているものと考えられる。

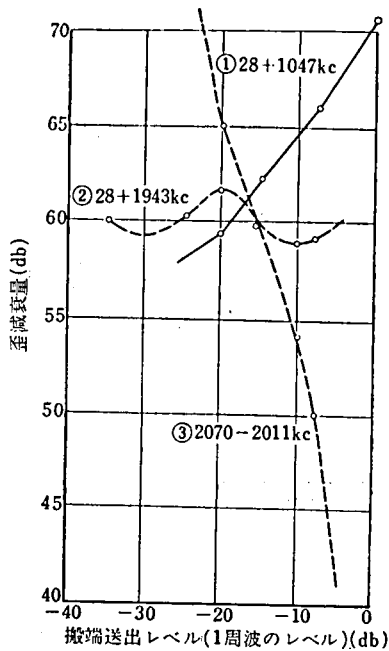
## 7.2 TV 試験

### 7.2.1 映像周波数特性

#### i) 直線性

正弦波では尖頭対尖頭周波数偏移 16 Mc まで直線からの偏差は最大 0.8db 程度である。

#### ii) 周波数振巾特性



1. 0 相対レベルの点で平坦レベル計にて測定
2. ①②はパイロットとの2次結合歪率
3. パイロットレベルは  $-35\text{dbm}$  一定とした
4. ③は  $2070\text{kc}$  と  $2011\text{kc}$  を同一レベルで送出する

図 95 東阪間(上り)2周波歪率試験

規格  $30 \sim 5\text{Mc}$  の間の振巾偏差  $4\text{db}$  以内に対し、実測の結果は  $2.3 \sim 5.5\text{db}$  くらいであつた。これは高周波部の補償がききすぎるものがあること、また低周波部分が負償還のため  $30 \sim$  くらいで約  $2.5\text{db}$  くらい上つてゐるものがあるためである。

### 7.2.2 信号対雑音比

熱雑音と周期的雑音をブラウン管上で選別して測定し、熱雑音は  $4\text{Mc}$  帯域に補正して信号対雑音比を求めた。信号対熱雑音比 (D. A. P.) は  $36\text{db}$  以上で信号対周期雑音比 (D. A. P.) は雑音波形によつて多少異なるも、大体  $50\text{db}$  以上であつた。

### 7.2.3 パルス伝送試験

#### i) 低周波特性

$60 \sim$  の繰り返し矩形波で図 96 のような波形が得られた。各区間により、減衰は多少異なるも、 $\Delta h_1 < 3\%$  以下、 $\Delta h_2 < 6\%$  であつた。

#### ii) 高周波特性

立上り約  $0.05\mu\text{s}$  の繰り返し  $100\text{kc}$  のパルス伝送試験を行つた結果、立上り時間 (10% より 90% まで) はすべて  $0.1\mu\text{s}$  以下で、オーバーシュートは図 97 に示すよう

に  $5\%$  ( $0.2\mu\text{s}$ ) くらいである。一般に立上り時間は規格値を充分満足するも過渡特性は良好とはいえない。またこれは時間的に変化をする。これはまだ多少給電線系に反響歪がありこれが周波数の多少の変化により振巾および位相の変化を生じ高周波特性を変化させるものと考えられる。

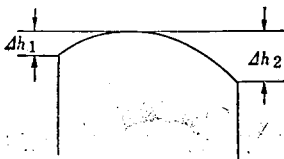


図 96 矩形波出力波形

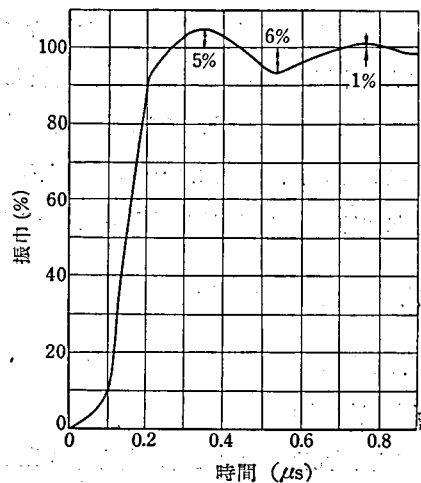


図 97 パルス伝送試験による出力波形

### 0.2.4 画像試験

モノスコープにより標準画像を伝送した結果は水平分解能約 400~450 本で比較的良好である。

## 8 む す び

広帯域マイクロ波中継装置の設計に関し、回線全体の規格値より装置の個々の規格を決め、それによつて設計された装置の特性、および回線全体の特性試験の結果のあらましをのべた。しかし中継回線設計には分析的な資料がまだ不足しており、とくに遅延歪の分析、遅延歪と準漏話雑音との相関性、個々の装置の規格値の許容度の回線品質に及ぼす影響、TV 伝送基準とその測定方法、経済的平衡を保つた設計、回線の安定度など多くの問題がのこされている。このように不明な多くの点は残っているもわが国最初の本格的長距離回線として開通以来 1 年、予想以上に安定な回線として活躍しているのは同慶の至りである。

## 謝 辞

この研究を始めて以来指導・激励をたまわつた吉田初代所長はじめ平井・石川の歴代所長、前田前基礎部長・関基礎部長・岡田方式部長、とくに染谷無線研究課長はじめ歴代無線課長に厚くお礼を申し上げるとともに、この研究に終始協力をいただいた電子管課・伝送課・回路部品課・電波課・伝送研究課・無線課（装置測定係・基本測定係）に深甚な感謝の意を表す。また試作に協力していただいた日本電気株式会社の方々へ心からの謝意を表す。

終りにこの研究は無線研究課極超短波係・無線課広帯域係のほとんど全員の成果を筆者が代表してとりまとめ報告したものである。

## 文 献

- (1) H. T. Friis: Microwave Repeater Research, B. S. T. J. 27, 4, 1948.
- (2) Long Haul Radio Relay, B. L. R., 28, 1, 1950.
- (3) A. A. Roetken, K. D. Smith & R. W. Friis: The TD-2 Microwave Relay System, B. S. T. J., 30, 10, 1951.
- (4) L. E. Thomson: A Microwave Relay System, Proc. I. R. E., 34, 12, 1946.
- (5) 緒方: 486 通話路超多重電話端局の研究, 通研実報, 3, p. 1, 1954.
- (6) マイクロウェーブ特集号, 通研月報, 7, 4, 1954.
- (7) A. L. Durkee: Results of Microwave Propagation Test on a 40 miles Overland Path, Proc. I. R. E., 36, 2, 1948.
- (8) J. H. Vom Vleck: Further Theoretical Investigation of the Atmospheric Absorption of Microwave, Radiation Laboratory Report No. 664, March, 1945.
- (9) 電波監理委員会公報 460 号 1952, 6.
- (10) 森田: テレビジョン中継伝送規格についての中間報告, TV 研究委員会第 3 分科会報告, テレビジョン学会誌.

- 1955, 1.
- (11) A. D. Fowler: Observer Reaction to Low-Frequency Interference in Television Pictures, Proc. I. R. E., **39**, 10, 1951.
  - (12) Von J. Müller: Über Den Zusammenhang von Einschwingverhalten und Bildgüte bei Fernsehübertragungssystemen, F. T. Z., **6**, 17, 1953.
  - (13) A. T. Starr & T. H. Walker: Symposium of Papers of Microwave Links, P. I. E. E. Pt. 3, **99**, 9, 1952.
  - (14) B. D. Holbrook & Dixon: Load Rating Theory for Multichannel Amplifier, B. S. T. J., **18**, 10, 1939.
  - (15) W. J. Albersheim & J. P. Schafer: Echo Distortion in the FM Transmission of Frequency-Division Multiplex, Proc. I. R. E., **40**, 3, 1952.
  - (16) 喜安: 周波数変調波の所要帯域中について, 通研月報, **4**, p. 92, 1951.
  - (17) 林: 多重通信用 PM 受信機の干渉特性, 信学誌, 1952, 11.
  - (18) 喜安: 周波数変調波の周波数スペクトル分布について, 信学誌, 1951, 11.
  - (19) W. W. Mumford: Maximally Flat Filters in Wave Guide, B. S. T. J., **27**, 10, 1948.
  - (20) 関・深海: 極超短波中継, 信学誌, 1950, 9.
  - (21) 滝・田宮: 超短波増巾器の雑音指数に及ぼす饋送の影響, 信学誌, 1951, 1.
  - (22) Wallman, Macnee & Gadsder: A Low Noise Amplifiers, Proc. I. R. E., **36**, 6, 1948.
  - (23) 深海・野崎・野田: 送信周波数変換器, 電気3学会連大予稿, 1954, 5.
  - (24) 佐藤・近藤・小林・小山: 4000 Mc 用進行波管の実用化, 通研実報, **4**, p. 1, 1955.
  - (25) 深海・増田・山本: 進行波管と導波管との整合, 電気3学会連大予稿, 1953, 10.
  - (26) F. F. Grant: Analysis of the Sensing Method of Automatic Frequency Control for Microwave Oscillators, Proc. I. R. E., **36**, 8, 1948.
  - (27) W. D. Lewis & L. C. Tillotson: A Non Reflecting Filter for Microwave, B. S. T. J., **27**, 1, 1948.
  - (28) 深海・野田: 導波管分波器, 電気3学会連大予稿, 1954, 10.
  - (29) 深海・吉田・滝田: 位相補償器, 電気3学会連大予稿, 1954, 5.
  - (30) 深海・内野・渡辺: クライストロン周波数変調の諸特性について, 電気3学会連大予稿, 1954, 5.
  - (31) 平野・池内: FM 用反射型クライストロン 2K54D と導波管の結合, 電気3学会連大予稿, 1952, 10.
  - (32) 深海・内野: 広帯域振幅制限器, 電気3学会連大予稿, 1952, 10.
  - (33) 深海・内野・森: テレビ信号変調時における AFC 方式について, 電気3学会連大予稿, 1954, 5.
  - (34) 内野: 安定化増巾器, 電気3学会連大予稿, 1955, 5.
  - (35) 前田・関・井崎: FM 無線の多段中継によるフェーディングの影響の累加について, 電気3学会連大予稿, 1951, 11.

(1955, 5, 20 受付)